

Б.Н. Хохлов

Декодирующие устройства цветных телевизоров

Издательство «Радио и связь»



Основана в 1947 году
Выпуск 1176

Б.Н.Хохлов

Декодирующие устройства цветных телевизоров

2-е ИЗДАНИЕ, ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ



Москва
«Радио и связь» 1992

ББК 32.94
Х86
УДК 621.397.2.037.372:621.397.446

Хохлов Б. Н.
Х86 Декодирующие устройства цветных телевизоров.— 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1992. — 368 с.: ил. — (Массовая радиобиблиотека. Вып. 1176).
ISBN 5-256-00534-2.

Рассмотрена схемотехника современных декодирующих устройств для цветных телевизоров СЕКАМ, ПАЛ и многостандартных декодеров СЕКАМ/ПАЛ, СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ. Приведены расчеты основных узлов декодеров, их электрические схемы на дискретных элементах и на микросхемах, пути построения декодеров с цифровой обработкой сигнала. Дана методика настройки и измерений основных параметров.

Для подготовленных радиолюбителей, может быть полезна инженерам и техникам, занимающимся разработкой и производством цветных телевизоров, а также работникам ремонтных служб.

Х $\frac{2303040502-051}{046(01)-92}$ 48—92 ББК 32.94

ISBN 5-256-00534-0

Предисловие

В октябре 1987 г. исполнилось 20 лет с начала цветного телевизионного вещания в нашей стране. За этот период отечественные цветные телевизоры претерпели значительные изменения, превратившись из ламповых в интегрально-транзисторные. В них используются новые компланарные кинескопы, обеспечивающие повышенную яркость изображения. Ручные регулировки, например баланс белого, заменяются автоматическими, которые поддерживают стабильную цветопередачу в течение всего срока службы кинескопа. Ведутся разработки телевизоров с управлением по цифровой шине, а также телевизоров с цифровой обработкой сигнала, что позволит вообще исключить настраиваемые элементы, производить регулировку телевизоров при производстве с помощью ЭВМ и обеспечить высокую идентичность их характеристик.

Все эти новшества существенно изменили конструкцию цветных телевизоров и в первую очередь структуру декодирующего устройства, которое преобразует полный цветной телевизионный сигнал в сигналы основных цветов, управляющие токами электронных лучей в кинескопе.

В предлагаемой книге подробно изложены особенности конструирования и расчет декодирующих устройств разных систем цветного телевидения на дискретных элементах, микросхемах, а также особенности построения узлов каналов яркости и цветности с цифровой обработкой сигнала. Дана методика настройки декодеров и измерений их основных параметров.

Рассмотрены пути применения в цветном телевизоре микросхем памяти, в частности устройство «кадр в кадре».

Заключительная глава книги содержит практические схемы каналов яркости и цветности. В приложениях даны параметры комплектующих изделий, используемых в декодерах, а также программы расчетов основных фильтров декодера и математическая модель цифрового канала цветности СЕКАМ.

Список сокращений и обозначений, принятых в книге

АД — амплитудный детектор
АО — амплитудный ограничитель
АТ — аттенюатор
АУ — арифметическое устройство
АЦП — аналого-цифровой преобразователь
БА — блок адресации
БЗ — блок задержки

БК — блок коммутации
БМ — балансовый модулятор
БР — буферный регистр
БУ — блок управления
БЦС — блок цветовой синхронизации
В — выключатель цветности
ВК — вычитатель
Г — генератор
ГТ — генератор тока
ГУН — генератор, управляемый напряжением
ГФ — гребенчатый фильтр
ДГО — дискретный генератор отсчетов
ДГП — детектор горизонтальных переходов
ДД — детектор движения
ДЕЛ — делитель
ДМП — демультиплексор
ДПЧ — детектор полустрочной частоты
ДТ — D-триггер
ДУ — дифференциальный усилитель
ДЧ — делитель частоты
ДШ — дешифратор
ЕН — емкостной накопитель
ЗУ — запоминающее устройство
ЗУП — ЗУ на поле
ЗУПВ — ЗУ с произвольной выборкой
ЗУС — ЗУ на строку
ИНВ — инвертор
ИЦ — интегрирующая цепь
К — ключ
КП — компаратор
КЦ — канал цветности
ЛЗ — линия задержки
ЛЗЯ — линия задержки сигнала яркости
М — матрица
МОД — модулятор
МПЛ — мультиплексор
ПД — пиковый детектор
ПР — параллельный регистр
ПС — пороговая схема
ПРК — преобразователь кодов
ПФ — полосовой фильтр
ПЧД — преобразователь частоты дискретизации
Р — регистр
РЕА — реактивный каскад
РЕЗ — резонансный каскад
РК — регулятор контрастности
РН — регулятор насыщенности
РС — реверсивный счетчик
РФ — режекторный фильтр
РЯ — регулятор яркости
С — сумматор
СГ — устройство гашения
СД — синхронный детектор
СИ — селектор импульсов
СК — селектор каналов
СР — сдвиговый регистр

СТ — счетный триггер
СУ — устройство усреднения
СФ — цепь фиксации
СЦС — сигнал цветовой синхронизации
СЧ — счетчик
Т — триггер
ТШ — триггер Шмитта
У — усилитель
УВХ — устройство выборки и хранения
УЛЗ — ультразвуковая линия задержки
УЧ — удвоитель частоты
ФВ — фазовращатель
ФГ — фильтр Гильберта
ФД — фазовый детектор
ФИ — формирователь импульсов
ФР — регулятор фазы
ФНЧ — фильтр нижних частот
ФЧ — формирователь уровня черного
ЧД — частотный детектор
ЭК — электронный коммутатор
ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь
E'_R; E'_G; E'_B — сигналы основных цветов
E'_{R-Y}; E'_{G-Y}; E'_{B-Y} — цветоразностные сигналы
E'_Y — сигнал яркости
$E_{кс}$ — напряжение катод-сетка
$E_{п/с}$ — сигнал распознавателя ПАЛ/СЕКАМ
$E_{упр}$ — управляющее напряжение
D'_R; D'_B — модулирующие сигналы цветности СЕКАМ
U_R; U_B — разделенные сигналы цветности СЕКАМ
E'_u; E'_v — модулирующие сигналы цветности ПАЛ
U_u; U_v — разделенные сигналы цветности ПАЛ
U_0 — прямой сигнал
U_1 — задержанный сигнал
$U_{оп}$ — опорный сигнал
U_c — строчные импульсы
$U_п$ — импульсы полей
$R-Y$; $B-Y$; I; Q — оси декодирования
f_c — частота строк
$f_п$ — частота полей
$f_к$ — частота кадров
$f_{пн}$ — частота поднесущей
$f_т$ — тактовая частота
f_s — частота последовательного резонанса
f_p — частота параллельного резонанса
$\Delta f_з$ — полоса захвата
$\Delta f_у$ — полоса удержания
$\Delta f_ш$ — шумовая полоса

ГЛАВА 1.

СТАНДАРТНЫЕ СИСТЕМЫ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

1.1. Модулирующие сигналы

В настоящее время в эксплуатации находятся три совместимые системы цветного телевидения — СЕКАМ, НТСЦ и ПАЛ. Независимо от типа системы датчики сигналов (телевизионные камеры, телекинопроекторы и т. п.) формируют сигналы трех основных цветов: красного E_R, зеленого E_G и синего E_B. Эти же сигналы управляют токами лучей в электронных прожекторах цветного кинескопа в телевизоре. Изменяя соотношение сигналов на катодах кинескопа, можно получать любой цветовой тон в пределах цветового треугольника, определяемого цветовыми координатами применяемых люминофоров (принципы колориметрии подробно рассмотрены в [1.1, 1.2]).

Различия между системами цветного телевидения (ЦТ) состоят в методах получения из сигналов основных цветов так называемого полного видеосигнала, которым модулируется несущая частота в телевизионном передатчике. Такое преобразование необходимо для того, чтобы разместить информацию о цветном изображении в полосе частот черно-белого сигнала. В основе такого уплотнения спектров сигналов лежит особенность зрительного аппарата человека, состоящая в том, что мелкие детали изображения воспринимаются как неокрашенные.

Сигналы основных цветов преобразуются в широкополосный сигнал яркости E_Y, соответствующий видеосигналу черно-белого телевидения, и три узкополосных сигнала, несущих информацию о цвете. Это так называемые цветоразностные сигналы. Они получаются вычитанием из соответствующего сигнала основного цвета сигнала яркости, например, красный цветоразностный сигнал $E_{R-Y}=E_R—E_Y$. Сигнал яркости получают сложением в определенной пропорции трех сигналов основных цветов:

$$E_Y = rE_R + gE_G + bE_B . \quad (1.1)$$

Значения коэффициентов r, g, b на передающей стороне определяются координатами основных цветов и белого цвета, которые различны в системе НТСЦ и системах СЕКАМ/ПАЛ. Однако исторически сложилось так, что для всех систем ЦТ приняты одинаковые значения коэффициентов, соответствующие основным цветам системы НТСЦ и так называемому белому С (это цвет свечения абсолютно черного тела при температуре 6500 °С). При этом формула (1.1) принимает вид

$$E'_Y = 0,299E'_R + 0,587E'_G + 0,114E'_B. \quad (1.2)$$

Штрихи означают, что сигналы прошли цепи γ-коррекции, компенсирующие искажения, вызванные нелинейной зависимостью яркости свечения экрана кинескопа от амплитуды модулирующего сигнала.

Если цветовые координаты люминофоров кинескопа совпадают с координатами основных цветов системы, то расчет сигналов в приемнике выполняется на основании формулы (1.2). При этом цветоразностные сигналы могут быть получены непосредственно из сигналов основных цветов, например:

$$E'_{R-Y} = E'_R - E'_Y = 0{,}701E'_R - 0{,}587E'_G - 0{,}114E'_B, \qquad (1.3)$$

$$E'_{B-Y} = E'_B - E'_Y = -0{,}299E'_R - 0{,}587E'_G + 0{,}886E'_B. \qquad (1.4)$$

Рассмотренные преобразования осуществляются с помощью матричных устройств, выполненных из резисторов и инверторов.

Если известны два цветоразностных сигнала, то третий может быть получен в соответствии со следующими соотношениями:

$$E'_Y = 0{,}299\left(E'_{R-Y} + E'_Y\right) + 0{,}587\left(E'_{G-Y} + E'_Y\right) + 0{,}114\left(E'_{B-Y} + E'_Y\right); \quad 0 = 0{,}299E'_{R-Y} + 0{,}587E'_{G-Y} + 0{,}114E'_{B-Y}.$$

Отсюда

$$E'_{G-Y} = -(0{,}299/0{,}587)\,E'_{R-Y} - (0{,}114/0{,}587)\,E'_{B-Y} = -0{,}509E'_{R-Y} - 0{,}194E'_{B-Y}. \qquad (1.5)$$

Поэтому во всех цветных телевизионных системах передаются только сигналы яркости E'_Y и два сигнала, несущих информацию о цвете, например E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Сигнал E'_{G-Y} восстанавливается в приемнике в соответствии с выражением (1.5).

Для передачи цветоразностных сигналов используется цветовая поднесущая частота, лежащая в пределах спектра сигнала E'_Y.

1.2. Система НТСЦ

Система НТСЦ — первая система ЦТ, нашедшая практическое применение. Разработана она в США и принята для вещания в 1953 г. В настоящее время вещание по этой системе ведется, кроме США, в Канаде, Японии, Республике Куба и ряде стран Центральной и Южной Америки (см. приложение 13). При создании системы НТСЦ были разработаны основные принципы передачи цветного изображения по телевидению, которые в той или иной степени использованы во всех последующих системах [1.3].

В системе НТСЦ полный цветовой телевизионный сигнал содержит в каждой строке составляющую яркости E'_Y и сигнал цветности, передаваемый с помощью поднесущей, лежащей в полосе частот сигнала яркости. Поднесущая промодулирована в каждой строке двумя сигналами цветности, например цветоразностными сигналами E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Чтобы сигналы цветности не создавали взаимных помех, в системе НТСЦ применена квадратурная балансная модуляция. Рассмотрим ее особенности.

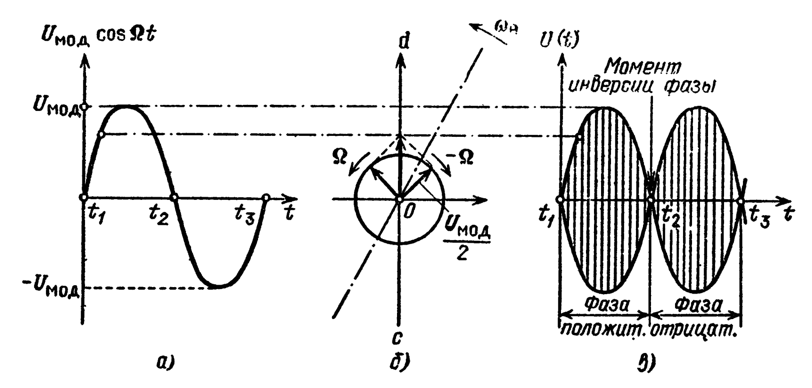


Рис. 1.1. Амплитудная модуляция с подавленной несущей:
а — модулирующий сигнал; *б* — векторограмма балансно-модулированного сигнала; *в* — форма сигнала на выходе модулятора

Обычный амплитудно-модулированный (АМ) сигнал может быть представлен как сумма несущей и боковых составляющих. При модуляции синусоидальным сигналом

$$u(t) = U_н \cos\omega_н t + U_{мод}\cos(\Omega + \psi_н)t + U_{мод}\cos(\Omega - \psi_н)t, \quad (1.6)$$

где $\omega_н$ — несущая частота; Ω — частота модулирующего сигнала; $U_{мод}$ — амплитуда модулирующего сигнала.

Использование АМ в ЦТ нецелесообразно, так как при отсутствии сигналов цветности поднесущая сохраняется, что создает мешающую сетку на черно-белых участках цветного изображения. Этот недостаток устраняется, если применить АМ с подавленной несущей, при которой в сигнале остаются только боковые составляющие:

$$u(t) = \frac{U_{мод}}{2}\cos(\Omega + \omega_н)t + \frac{U_{мод}}{2}\cos(\Omega - \omega_н)t = U_{мод}\cos\Omega t\cos\omega_н t. \quad (1.7)$$

На рис. 1.1, *б* показано, что АМ сигнал с подавленной несущей может быть представлен как геометрическая сумма амплитуд боковых составляющих, вращающихся в противоположные стороны с круговой частотой Ω. Если амплитуды боковых составляющих одинаковы, то суммарный вектор, соответствующий амплитуде огибающей модулированного сигнала, меняется от значения $-U_{мод}$ до $+U_{мод}$, но всегда совпадает с направлением *c—d*. Мгновенное значение сигнала определяется проекцией результирующего вектора на ось, проходящую через начало координат 0 и вращающуюся с частотой $\omega_н$. Амплитуда огибающей сигнала на выходе модулятора (рис. 1.1, *в*) равна амплитуде модулирующего сигнала. При отсутствии модулирующего сигнала сигнал на выходе модулятора равен нулю. Это полностью исключает помехи от поднесущей на неокрашенных участках цветного изображения. При одинаковом размахе высокочастотного сигнала на выходе модулятора использование АМ с подавленной несущей позволяет передать вдвое бóльшую амплитуду модулирующего сигнала, чем при

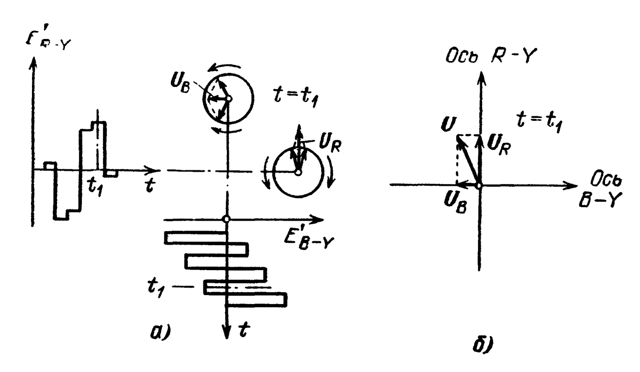


Рис. 1.2. Формирование сигнала с квадратурной модуляцией:
а — два балансно-модулированных сигнала, сдвинутых на угол 90°; *б* — суммарный сигнал с квадратурной модуляцией

обычной АМ. Поэтому модуляция с подавленной несущей дает выигрыш 6 дБ для отношения сигнал-шум.

Существуют разные методы получения АМ сигнала с подавленной несущей. В системе НТСЦ для этого применяют симметричные балансные модуляторы. Недостаток модуляции с подавленной несущей состоит в усложнении демодулятора. При этом обычный детектор огибающей оказывается непригодным. Информация о полярности модулирующего сигнала содержится в фазе высокочастотного заполнения модулированного сигнала. На участке, где модулирующий сигнал положителен (t_1—t_2 на рис. 1.1, *в*), высокочастотное заполнение совпадает по фазе с подавленной несущей. В момент изменения полярности модулирующего сигнала t_2 высокочастотное заполнение меняет фазу на 180°. Для демодуляции АМ сигнала с подавленной несущей на приемной стороне необходимо восстановить подавленную несущую (или поднесущую) с правильной фазой. В сигнале НТСЦ для этого на обратном ходу по строкам передаются пакеты немодулированной поднесущей, или так называемые вспышки. Демодулятор АМ сигнала с подавленной несущей — это синхронный детектор. Напряжение на его выходе пропорционально проекции вектора входного сигнала на вектор опорной поднесущей. Если угол между этими векторами равен нулю, демодулированный сигнал имеет положительную полярность, если векторы повернуты на 180°, выходной сигнал отрицателен. В том случае, когда угол между векторами равен 90° (векторы квадратурны), выходной сигнал равен нулю. Эта особенность рассматриваемой модуляции позволяет передать с помощью одной поднесущей два независимых сигнала цветности. Для этого сигналы цветности подаются на два балансно-модулированных сигнала U_R и U_B с подавленными поднесущими, фазовый угол между которыми составляет 90° (рис. 1.2, *а*). Если эти сигналы сложить (рис. 1.2, *б*), то получится суммарный сигнал U, фаза которого определяется амплитудами и полярностью цветоразностных сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Когда оба модулирующих сигнала положительны, суммарный вектор U находится в первом квадранте. При изменении полярности сигнала E'_{B-Y} вектор переходит во второй квадрант (как это показано на рис. 1.2, *б*). Третий квадрант соответст-

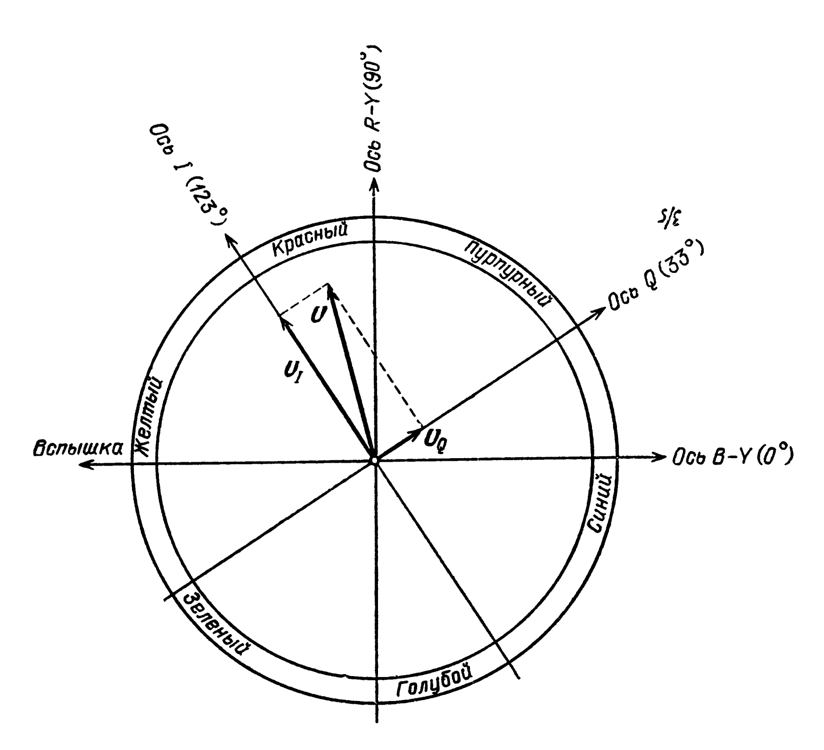
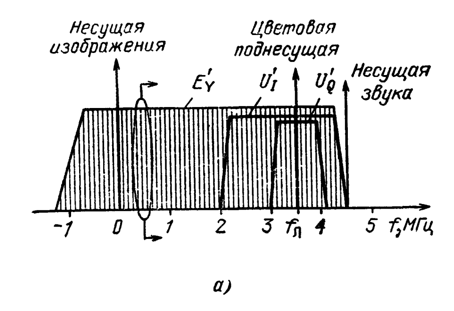


Рис. 1.3. Положение осей декодирования НТСЦ

вует отрицательной полярности обоих модулирующих сигналов. Наконец, когда сигнал E'_{B-Y} положителен, а E'_{R-Y} отрицателен, суммарный вектор переходит в четвертый квадрант. Если цветоразностные сигналы уменьшаются при сохранении их соотношения, то фаза суммарного вектора не меняется, а лишь уменьшается его амплитуда. Такой тип модуляции получил название квадратурной, поскольку балансно-модулированные составляющие U_R и U_B сдвинуты на 90° и не оказывают влияния друг на друга.

Цветовой тон и насыщенность передаваемого участка изображения однозначно определяются фазой и амплитудой суммарного вектора U. За начало отсчета фазы принято положительное напразление сигнала U_B (ось $B-Y$). Поэтому каждому цвету соответствует определенный угол вектора U, как это показано на рис. 1.3. Необходимая для восстановления опорной поднесущей на приемной стороне вспышка поднесущей (восемь периодов) передается с фазой, соответствующей отрицательному направлению оси $B-Y$ (угол 180°). Так как при отсутствии цветоразностных сигналов сигнал цветности равен нулю, в системе НТСЦ на неокрашенных участках цветного изображения полностью отсутствует мешающая сетка, создаваемая поднесущей. На цветовых полях высокочастотное заполнение сигнала цветности, имеющее частоту цветовой поднесущей, создает помехи. Чтобы уменьшить эти помехи, в канал яркости включают режекторный фильтр, подавляющий



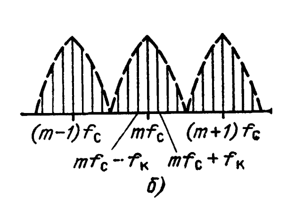


Рис. 1.4. Огибающая спектра полного цветового телевизионного сигнала НТСЦ (*а*) и структура спектра сигнала яркости (*б*)

участок спектра вблизи цветовой поднесущей, и определенным образом выбирают само значение частоты поднесущей. Синусоидальная помеха, создаваемая поднесущей в сигнале яркости, вызывает на каждой строке изменения яркости, чередующиеся с периодом, равным периоду поднесущей. Заметность этой помехи тем меньше, чем выше частота поднесущей (помеха становится мелкоструктурной). Если частота поднесущей кратна частоте строк, то на соседних строках более яркие и более темные участки, создаваемые поднесущей, располагаются точно друг под другом. В результате помеха от поднесущей принимает вид вертикальных полос, хорошо заметных визуально.

Заметность поднесущей получается минимальной, когда ее частота равна нечетной кратной полустрочной частоты:

$$f_{пн} = \frac{(2k+1)}{2} f_c. \tag{1.8}$$

При этом против максимумов яркости в четных строках располагаются минимумы яркости в нечетных строках. Помеха от поднесущей на каждом поле принимает вид шахматного рисунка, образованного яркими и темными точками. На последующих кадрах положения ярких и темных точек меняются местами. Из-за послесвечения люминофоров кинескопа и инерционности зрительного аппарата человека помехи частично компенсируются.

В системе НТСЦ частота строк составляет 15734,264 Гц, а частота полей 58,94 Гц. Частота цветовой поднесущей выбрана равной 455-й гармонике полустрочной частоты:

$$f_{пн} = 455 f_c/2 = 3{,}579545 \text{ МГц}. \tag{1.9}$$

Весь спектр полного цветового видеосигнала НТСЦ простирается до частоты несущей звукового сопровождения 4,5 МГц (рис. 1.4, *а*). Дискретизация изображения по строкам приводит к тому, что спектр сигнала яркости состоит из гармоник строчной частоты f_c, $2f_c$, $3f_c$, ..., mf_c, $(m+1)f_c$, ... (рис. 1.4, *б*). Дискретизация изображения по кадрам расщепляет спектральные составляющие сигнала яркости на линии, сдвинутой на частоту кадров $f_к$. Значение частоты гармоник цветовой поднесущей НТСЦ можно записать следующим образом:

$$f_{пн} = (227 + n) f_c + f_c/2.$$

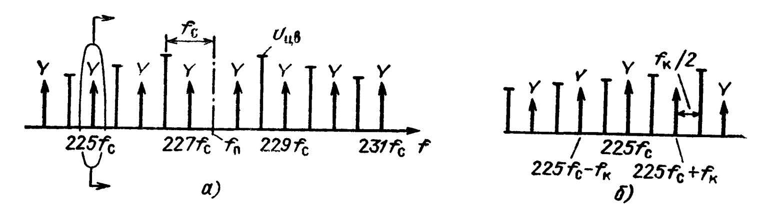


Рис. 1.5. Структура спектра сигнала НТСЦ в области частот, где присутствует сигнал цветности:

а — в масштабе строк; *б* — в масштабе кадров

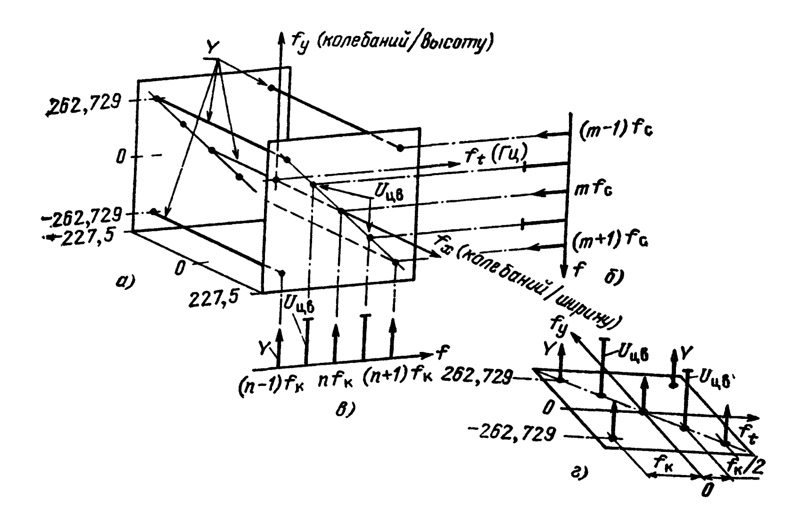


Рис. 1.6. Спектр сигнала НТСЦ:

а — пространственно-временное представление; *б*, *в* — одномерное представление; *г* — вертикально-временное представление

Таким образом, спектральные линии сигнала цветности располагаются посредине между спектральными линиями сигнала яркости (рис. 1.5, *а*). Дискретизация изображения по кадрам вызывает расщепление спектральных линий сигнала цветности, как это показано на рис. 1.5, *б*.

Спектр телевизионного сигнала может быть представлен в трехмерной пространственно-временной системе координат (рис. 1.6, *а*). По осям f_x и f_y откладываются горизонтальная и вертикальная пространственные частоты, выражаемые числом колебаний, приходящихся соответственно на ширину и высоту изображения. По оси f_t откладывается частота в герцах. Расположение спектральных составляющих сигнала яркости получается одинаковым для любого сечения, перпендикулярного оси f_x (линии Y на рис. 1.6). Во всех сечениях расстояния между составляющими E_Y в направлении f_t равно частоте кадров (для НТСЦ — 29,97 Гц), а в направлении f_y — $(1/59{,}94)/(1/15734{,}264) = 262{,}729$ колебаний на высоту изображения.

Структура пространственно-временного спектра сигнала яркости одинакова для всех систем ЦТ. Отличия имеют количественный харак-

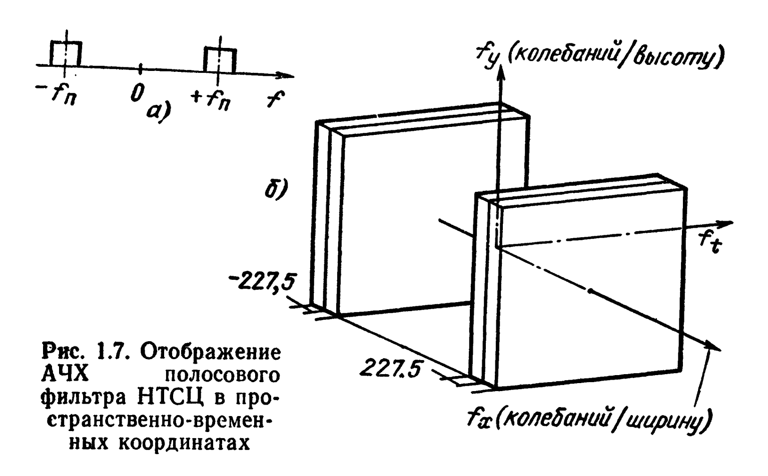


Рис. 1.7. Отображение АЧХ полосового фильтра НТСЦ в пространственно-временных координатах

тер и определяются значениями строчной и кадровой частот. Форма пространственно-временного спектра сигнала цветности зависит от системы ЦТ. Для стандарта НТСЦ на одном периоде строчной развертки укладывается (1/15734,264 Гц)/(1/3579545 Гц) = 227,5 периодов поднесущей. Поэтому спектр сигнала цветности расположен в плоскостях, сдвинутых по оси f_x на ±227,5 колебаний на ширину (рис. 1.6, *а*).

Спектральные составляющие сигнала цветности показаны в этих плоскостях точками, обозначенными $U_{цв}$. На рис. 1.6, *а* представлен лишь локальный участок пространственно-временного спектра, структура которого периодически повторяется в направлении осей.

В большинстве случаев для анализа разделительных фильтров яркость-цветность достаточно использовать двумерный спектр в плоскости f_y—f_t, показанный на рис. 1.6, *г*.

Одномерной амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) обычного полосового фильтра сигнала цветности, показанной на рис. 1.7, *а*, в пространственно-временных координатах соответствуют два объема, заключенных между плоскостями, перпендикулярными оси f_x (рис. 1.7, *б*).

Следует отметить, что, в отличие от одномерных спектров, по осям f_x и f_y пространственно-временного спектра откладываются пространственные частоты. Однако если выбрать взаимные масштабы изображения этих спектров так (рис. 1.6, *а*—*в*), чтобы соответствующие проекции спектральных составляющих совпали, то совпадут и проекции спектральных составляющих сигнала цветности.

В системе НТСЦ при выборе частоты цветовой поднесущей ее стремились сблизить с верхней границей спектра, чтобы уменьшить искажения сигнала яркости. Однако при увеличении частоты цветовой поднесущей ограничением является подавление верхней боковой полосы сигнала цветности. Ослабление одной из боковых составляющих сигнала цветности приводит к тому, что каждая из балансно-модулированных составляющих сигнала цветности приобретает паразитную фазовую модуляцию. Квадратурность составляющих сигнала цветности нарушается, и между ними возникают перекрестные искажения. Эти искажения устраняются, если уменьшить ширину спектра одной из составляющих сигнала цветности так, что ее боковые полосы будут одинаковы. Тогда вторая составляющая сигнала цветности может быть

широкополосной с частично подавленной верхней боковой полосой. Исследования зрительного аппарата человека показали, что мелкие детали зеленого или пурпурного цвета воспринимаются как черно-белые. Поэтому в системе НТСЦ для узкополосного сигнала выбрана ось кодирования, совпадающая на диаграмме (рис. 1.3) с направлением зелено-пурпурных цветов. Эта ось обозначена буквой Q, а соответствующая ей составляющая сигнала цветности U_Q. Ось Q проходит под углом 33° к оси $B—Y$. Вторая, широкополосная составляющая сигнала цветности должна быть ортогональна по отношению к U'_Q. Она обозначена U'_I. Ось I повернута на 123° по отношению к оси $B—Y$. Выбор в системе НТСЦ осей кодирования I и Q вместо $R—Y$ и $B—Y$ обеспечивает максимальную возможную цветовую четкость изображения.

На рис. 1.4, *а* показано положение одномерных спектров сигналов U'_Q и U'_I в общем спектре полного цветового видеосигнала. Узкополосный сигнал цветности U'_Q имеет ширину спектра 2×0,5 МГц. Нижняя боковая полоса сигнала U'_I составляет 1,3 МГц.

Рассмотрим функциональную схему кодирующего устройства НТСЦ (рис. 1.8). От датчика сигнала, например от телевизионной камеры, на кодер поступают три сигнала основных цветов: E'_R, E'_G и E'_B. Эти сигналы в матрице *М* преобразуются в сигнал яркости E'_Y в соответствии с уравнением (1.2) и в сигналы цветности E'_I и E'_Q.

Матричные схемы для сигналов цветности рассчитывают, исходя из следующих соотношений:

$$E'_I = 0,877E'_{R-Y}\cos 33° - 0,493E'_{B-Y}\sin 33° = 0,737E'_{R-Y} - \\ - 0,268E'_{B-Y} = 0,596E'_R - 0,274E'_G - 0,322E'_B; \qquad (1.10)$$

$$E'_Q = 0,877E'_{R-Y}\sin 33° + 0,493E'_{B-Y}\cos 33° = 478E'_{R-Y} + \\ + 0,413E'_{B-Y} = 0,211E'_R - 0,523E'_G + 0,311E'_B. \qquad (1.11)$$

В сигнал яркости вводятся синхроимпульсы. Фильтры нижних частот *ФНЧ1* и *ФНЧ2* ограничивают полосы пропускания сигнала E'_I до 1,3 МГц, а сигнала E'_Q — до 0,5 МГц. Линии задержки *ЛЗ1* и *ЛЗ2* обеспечивают совпадение фронтов всех трех сигналов. Стабилизированный кварцем генератор цветовой поднесущей Г формирует синусоидальный сигнал с частотой 3,579545 МГц. Чтобы выполнялись условия (1.8), строчные импульсы получают путем многократного деления частоты цветовой поднесущей. Фаза цветовой поднесущей совпадает с отрицательным направлением оси $B—Y$.

Через фазовращатель *ФВ1*, создающий сдвиг фазы 57° в сторону отставания, сигнал поднесущей подается на балансный модулятор *БМ1*, на другой вход которого поступает сигнал E'_I. На балансный модулятор *БМ2* сигнала U'_Q поднесущая поступает через дополнительный фазовращатель *ФВ2*, сдвигающий фазу на 90°. Составляющие U'_I и U'_Q, снимаемые с выходов балансных модуляторов, складываются в сумматоре *С1*. Затем сигнал цветности в каскаде *С2* складывается с сигналом яркости. Через ключ *К*, отпираемый стробирующими импульсами, на вход сумматора *С2* подаются также вспышки цветовой поднесущей,

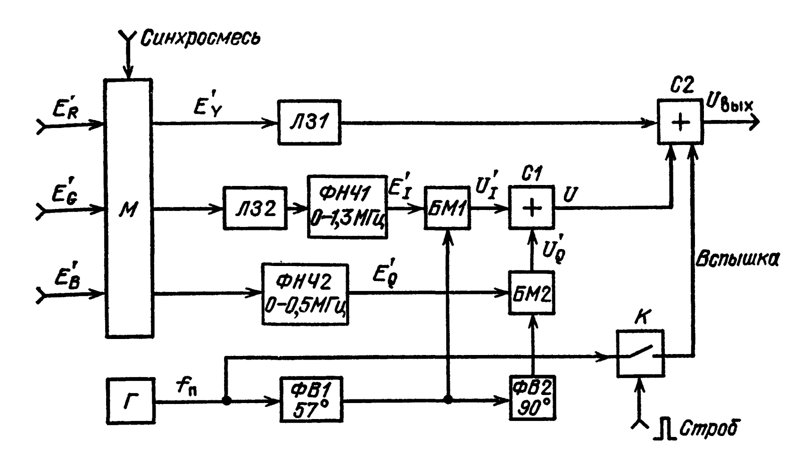


Рис. 1.8. Функциональная схема кодирующего устройства НТСЦ

Форма вспышки и ее положение на задней площадке гасящего строчного импульса показаны на рис. 1.9. Полный цветовой сигнал НТСЦ с выхода сумматора *С2* (рис. 1.8) подается на модулятор передатчика.

На рис. 1.10 приведена упрощенная функциональная схема канала цветности НТСЦ. Полный цветовой телевизионный сигнал от видеодетектора через полосовой фильтр *ПФ*, выделяющий участок спектра, где передается сигнал цветности, поступает на входы двух синхронных детекторов *СД1* и *СД2* и через ключ *К*, отпираемый стробирующими импульсами, — на генератор *Г* опорной поднесущей. Генератор содержит систему фазовой автоподстройки частоты (*ФАПЧ*), состоящую из кварцевого автогенератора, управляемого напряжением (*ГУН*) и фазового детектора. Работа генератора опорной поднесущей подробно рассмотрена в гл. 3. На выходе генератора формируется синусоидальный сигнал, совпадающий по фазе с осью *R—Y*. Через фазовращатель *ФВ1*, создающий сдвиг фазы на 33° в сторону опережения, этот сигнал подается на синхронный детектор *СД1* сигнала E'_I. На второй синхронный детектор сигнала E'_Q опорная поднесущая поступает через фазовращатель *ФВ2*, сдвигающий фазу на 90° в сторону отставания.

Синхронные детекторы могут быть выполнены на диодах или в виде аналоговых перемножителей (см. гл. 3). Так как на входы обоих синхронных детекторов подается один и тот же сигнал цветности, содержащий как компоненту U'_I, так и U'_Q, важным требованием к синхронным детекторам в декодере *НТСЦ* является глубокое подавление квадратурного сигнала, что необходимо для исключения взаимных помех между каналами *I* и *Q*. Сигнал яркости через режекторный фильтр *РФ* и линию задержки *ЛЗ1* поступает на матрицу *М* сигналов основных цветов. Узкополосный сигнал E'_Q подается на матрицу непосредственно, а сигнал E'_I — через линию задержки ЛЗ2, компенсирующую разницу в ширине спектров сигналов E'_I и E'_Q.

Цепи матрицы рассчитывают на основании следующих соотношений:

$$E'_R = E'_Y + 0{,}956E'_I + 0{,}621E'_Q, \qquad (1.12)$$

$$E'_G = E'_Y - 0{,}272E'_I - 0{,}648E'_Q, \quad (1.13)$$

$$E'_B = E'_Y - 1{,}105E'_I + 1{,}702E'_Q. \quad (1.14)$$

Один и тот же вектор U сигнала цветности на векторограмме (рис. 1.3) может быть представлен не как сумма векторов U_I и U_Q, а двух других, например U_{R-Y} и U_{B-Y}. Отсюда следует возможность декодирования сигнала НТСЦ с использованием разных цветовых осей. Если используются оси $R—Y$ и $B—Y$, фазовращатель *ФВ1* не требуется. Опорная поднесущая на синхронный детектор *СД1* подается с фазовым углом, соответствующим оси $R—Y$. На выходе *СД1* выделяется сигнал E'_{R-Y}, а на выходе *СД2* E'_{B-Y}. Значения демодулированных сигналов при этом:

$$E'_{R-Y} = 0{,}956E'_I + 0{,}621E'_Q, \quad (1.15)$$

$$E'_{B-Y} = -1{,}105E'_I + 1{,}702E'_Q. \quad (1.16)$$

Чтобы не возникали перекрестные искажения, вызванные разной шириной спектров сигналов E'_I и E'_Q, полосы пропускания каналов $R—Y$ и $B—Y$ должны быть ограничены значением 0,5 МГц. Поэтому использование для демодуляции осей I и Q обеспечивает наибольшую цветовую четкость.

Система НТСЦ имеет ряд достоинств. Использование осей I и Q позволяет уплотнять передаваемую информацию и получать высокую цветовую четкость при относительно узкополосном канале передачи. Структура спектров сигналов яркости и цветности НТСЦ позволяет эффективно разделять информацию с помощью гребенчатых фильтров. Декодер НТСЦ относительно прост и не содержит линии задержки. Вместе с тем системе НТСЦ присущи и недостатки, главным из которых является ее высокая чувствительность к искажениям сигнала в канале передачи. Так как цветовая поднесущая передается в виде синусоидальной насадки на сигнале яркости E'_Y, нелинейность в канале передачи приводит к тому, что поднесущая оказывается промодулированной сигналом яркости по амплитуде и по фазе.

Искажения сигнала в виде амплитудной модуляции называются дифференциальными искажениями. В результате таких искажений цветовая насыщенность ярких и темных участков изображения получается разной. Эти искажения нельзя устранить с помощью цепи автоматической регулировки усиления сигнала цветности (АРУ), так как различия в амплитуде цветовой поднесущей проявляются в пределах одной и той же строки.

Искажения в виде фазовой модуляции цветовой поднесущей сигналом яркости называются дифференциально-фазовыми искажениями. Они вызывают изменение цветового тона в зависимости от яркости данного участка изображения. Например, человеческие лица на

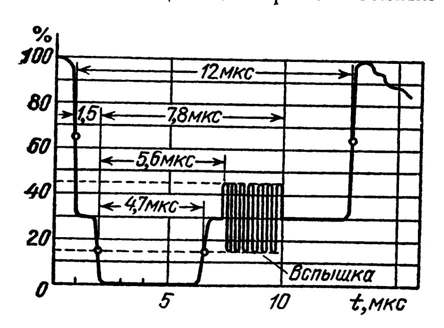


Рис. 1.9. Расположение опорной вспышки поднесущей в сигнале НТСЦ

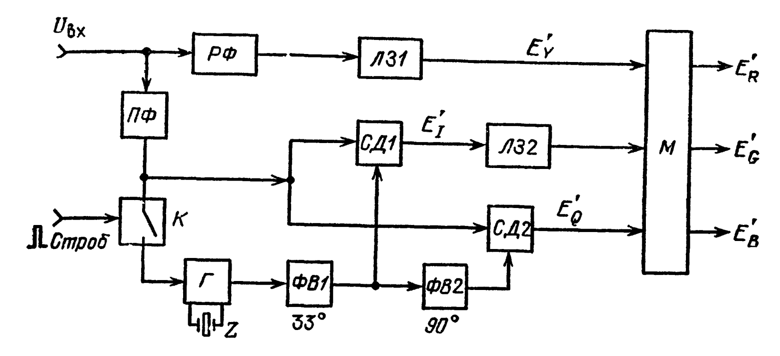


Рис. 1.10. Функциональная схема канала цветности НТСЦ

изображении окрашиваются в красноватый цвет в тенях и в зеленоватый — на освещенных участках. Чтобы уменьшить заметность дифференциально-фазовых искажений, в телевизорах НТСЦ обычно предусматривается оперативный регулятор цветового тона, который позволяет в некоторых пределах менять фазу опорной поднесущей. Для этого достаточно сделать регулируемым фазовращатель *ФВ1* (рис. 1.10). Регулятор цветового тона позволяет делать более естественной окраску деталей с какой-то одной яркостью. Однако искажения цветового тона более ярких или более темных участков изображения при этом даже возрастают.

Высокие требования к параметрам канала передачи НТСЦ приводят к удорожанию аппаратуры и усложнению ее эксплуатации или, если эти требования не выполняются, снижению качества цветного изображения. Основной целью при разработке систем ПАЛ и СЕКАМ было устранение недостатков системы НТСЦ.

1.3. Система ПАЛ

Система ПАЛ разработана фирмой «Телефункен» (ФРГ) в 1963 г. [1.4]. Целью создания системы ПАЛ было устранить основной недостаток системы НТСЦ — чувствительность к дифференциально-фазовым искажениям. В дальнейшем выяснилось, что система ПАЛ имеет ряд преимуществ, которые первоначально не казались очевидными. Телевизионное вещание по системе ПАЛ ведется в ФРГ, Великобритании и ряде других стран Западной Европы, Азии и Африки (см. приложение 13).

В системе ПАЛ, как и в НТСЦ, применена квадратурная модуляция цветовой поднесущей сигналами цветности. В качестве модулирующих сигналов использованы $E'_v = 0{,}877E'_{R-Y}$ и $E'_u = 0{,}493E'_{B-Y}$. На рис. 1.11 приведена векторограмма сигнала ПАЛ. Фаза составляющей U_u одинакова в каждой строке. Составляющая U_v, например, в четных строках положительна ($+U_v$), а в нечетных отрицательна ($-U_v$). Геометрическая сумма векторов U_u и U_v образует сигнал цветности. Как и в системе НТСЦ, амплитуда суммарного вектора соответствует насыщенности передаваемого участка изображения, а угол φ между этим вектором и осью $B-Y$ определяет цветовой тон. Если в системе НТСЦ при передаче цветового поля угол φ постоянен, то в системе ПАЛ знак

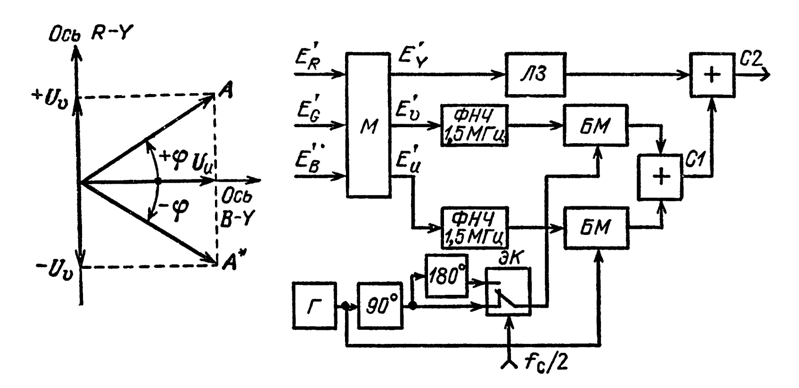


Рис. 1.11. Векторограмма сигнала ПАЛ

Рис. 1.12. Функциональная схема кодирующего устройства ПАЛ

φ меняется каждую строку. Отсюда и название системы «Строки с переменной фазой» (Phase alternation line). Для восстановления в приемнике подавленной цветности поднесущей, как и в системе НТСЦ, предусмотрена передача на обратном ходу по строкам вспышки поднесущей. Вспышка состоит из десяти периодов цветовой поднесущей. В отличие от НТСЦ фаза вспышки не совпадает с отрицательным направлением оси $B—Y$, а сдвинута относительно него на угол 45°. Знак этого угла инвертируется от строки к строке одновременно с инвертированием знака составляющей U_v. Изменение фазы вспышки является информацией о знаке составляющей U_v.

На рис. 1.12 приведена упрощенная функциональная схема кодера ПАЛ. Сигналы основных цветов от датчика, например телевизионной камеры, поступают на матрицу *М*, где из них формируются сигнал яркости E'_Y и сигналы цветности $E'_u = 0{,}493E'_{B-Y}$ и $E'_v = 0{,}877E'_{R-Y}$. Кроме того, в матрице *М* к сигналу E'_Y добавляются синхроимпульсы, а к E'_u и E'_v — строчные стробирующие импульсы, соответствующие огибающей вспышки поднесущей. Фильтры нижних частот *ФНЧ* ограничивают полосы сигналов E'_u и E'_v значениями 1,5 МГц. В балансных модуляторах *БМ* эти сигналы модулируют по амплитуде цветовую поднесущую, вырабатываемую специальным генератором *Г*. На модулятор *u* эта поднесущая поступает непосредственно, а на модулятор *v* — через фазовращательное устройство, состоящее из фазовращателя на 90°, инвертора и коммутатора *ЭК*, управляемого меандром напряжения полустрочной частоты. В одном положении коммутатора фазовый сдвиг составляет 90°, а во втором 90°+180°=270°. Таким образом, в кодере коммутируется не сам модулирующий сигнал, а фаза поднесущей, что не меняет конечного результата. Сигналы от модуляторов складываются в сумматоре *С1*, на выходе которого формируется сигнал с квадратурной модуляцией; его векторная диаграмма приведена на рис. 1.11. В сумматоре *С2* сигнал цветности складывается с сигналом яркости. Линия задержки *ЛЗ* обеспечивает совмещение во времени фронтов узкополосного сигнала цветности и широкополосного сигнала яркости.

Форма полного цветового телевизионного сигнала ПАЛ при пере-

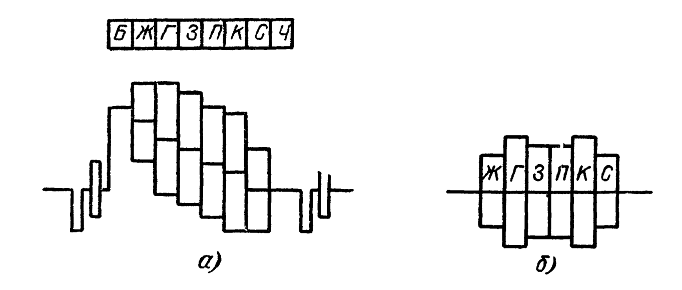


Рис. 1.13. Сигнал цветных полос ПАЛ:
а — полный цветовой видеосигнал; *б* — сигнал цветности

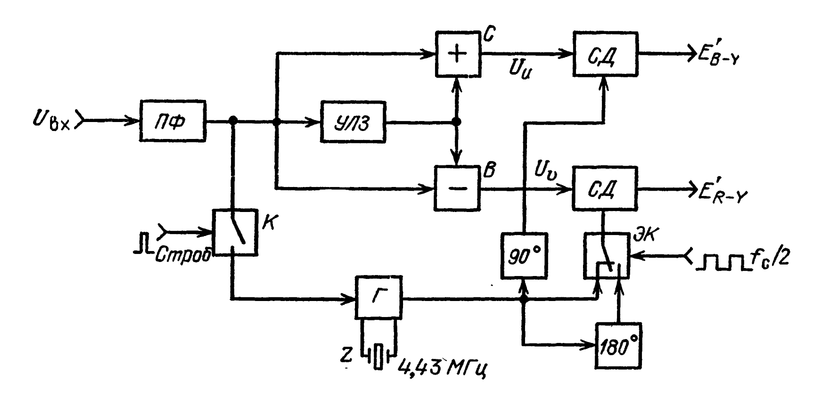


Рис. 1.14. Упрощенная функциональная схема канала цветности ПАЛ с линией задержки

даче изображения цветных полос показана на рис. 1.13, *а*, а на рис. 1.13, *б* — форма сигнала цветности на выходе сумматора *C1* (см. также рис. 1.12). По виду сигнал ничем не отличается от сигнала НТСЦ. Амплитуда поднесущей различна на полосах разных цветов. Благодаря применению балансной модуляции поднесущая отсутствует на неокрашенных участках изображения.

Рассмотрим теперь упрощенную функциональную схему наиболее часто используемого варианта канала цветности ПАЛ, а именно канала цветности с линией задержки (рис. 1.14). Полный сигнал ПАЛ проходит полосовой фильтр *ПФ*, выделяющий участок спектра, где передается цветовая поднесущая, и поступает на вход линии задержки *УЛЗ* на время одной строки и на ключ *К*, выделяющий вспышку поднесущей. Задержанный линией сигнал цветности складывается с прямым сигналом и вычитается из него. Суммарный и разностный сигналы поступают на первые входы синхронных детекторов *СД*, на вторые входы которых поданы опорные сигналы поднесущих от генератора *Г*, содержащего, как и в системе НТСЦ, кварцевый автогенератор, управляемый сигналом вспышки. В установившемся режиме фаза опорной

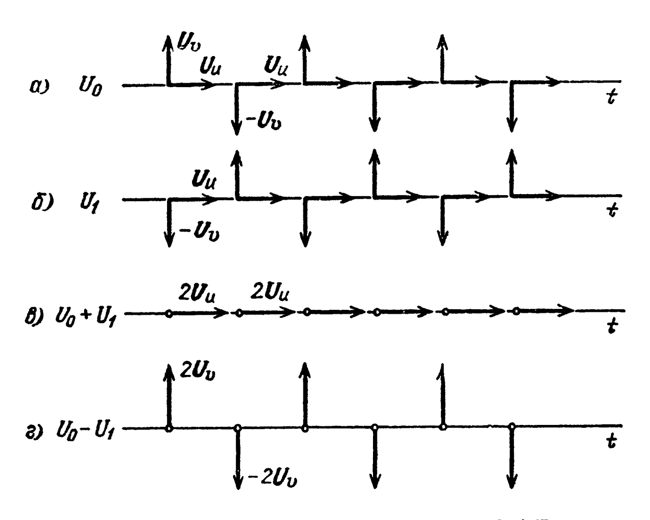


Рис. 1.15. К работе блока задержки ПАЛ

поднесущей совпадают с осью $R—Y$. На синхронный детектор сигнала E'_{B-Y} опорная поднесущая поступает через фазовращатель на угол 90°, а на синхронный детектор сигнала E'_{B-Y} опорная поднесущая проходит через инвертор и электронный коммутатор *ЭК*, управляемый меандром напряжения полустрочной частоты. В результате действия коммутатора *ЭК* опорная поднесущая на синхронный детектор сигнала E'_{R-Y} подается со сдвигом по фазе, значения которого меняются от 0 до 180°.

На рис. 1.15 условно в виде векторов показаны сигналы в блоке задержки. Во входном сигнале U_0 (рис. 1.15, *а*) составляющая U_v инвертируется от строки к строке. При сложении прямого сигнала с задержанным U_1 (рис. 1.15, *б*) составляющие U_v подавляются, а амплитуды составляющих U_u удваиваются (рис. 1.15, *в*). При вычитании задержанного сигнала из прямого (рис. 1.14, *г*) подавляются составляющие U_u, амплитуды составляющих U_v удваиваются, а знаки инвертируются каждую строку. Поэтому уже на выходе блока задержки ПАЛ составляющие U_u и U_v полностью разделяются, что исключает возможность появления перекрестных искажений в последующих цепях канала. Эта особенность является важнейшим преимуществом системы ПАЛ по сравнению с системой НТСЦ. Блок задержки ПАЛ иногда называют демодулятором с линией задержки.

На рис. 1.16, *а* поясняется работа блока задержки, основываясь на суммарном векторе сигнала цветности $A=U_v+U_u$. Инвертирование составляющей U_v приводит к тому, что вектор A чередуется с сопряженным вектором A^*. При суммировании прямого и задержанного сигналов получается вектор $C=A+A^*=2U_u$, совпадающий с осью $B—Y$. При вычитании сигналов получаются чередующиеся по строкам векторы $N=A—A^*$ и $N^*=A^*—A$, направленные по оси $R—Y$. Если в канале есть дифференциально-фазовые искажения, то фаза вспышки сохраняется неизменной, а фаза сигнала цветности сдвигается на угол α, за-

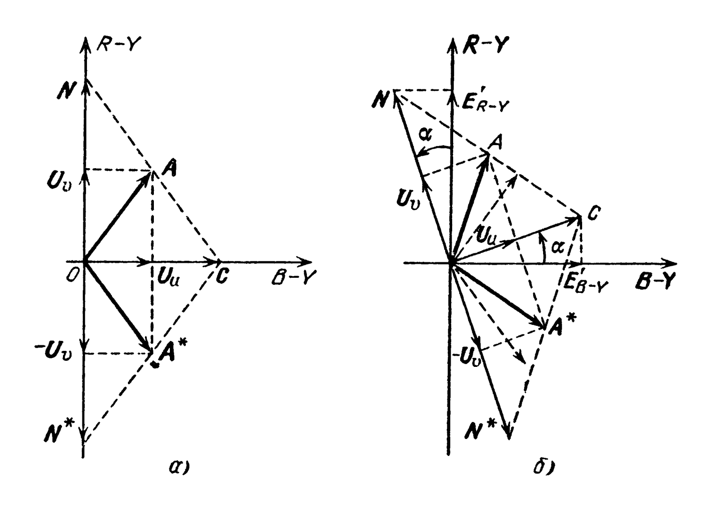


Рис. 1.16. Векторное представление работы блока задержки ПАЛ:
а — при отсутствии искажений в сигнале; *б* — при наличии дифференциально-фазовых искажений

висящий от амплитуды сигнала яркости. На угол α сдвигаются обе компоненты сигнала цветности, как *A*, так и *A** (рис. 1.16, *б*). Сигналы на входах сумматора *C* и вычитателя *B* также будут сдвинуты на угол α. Однако по-прежнему составляющая U_v не проникает в сигнал U_u и составляющая U_u — в сигнал U_v, поскольку сумма прямой и задержанной компонент U_v, а также разность прямой и задержанной компонент U_u равны нулю. Опорный генератор поднесущей, управляемый вспышкой, будет вырабатывать сигналы, фазы которых совпадают с осями *R—Y* и *B—Y* на рис. 1.16, *б*, так как вспышка передается на уровне черного. Поэтому демодулированные сигналы пропорциональны проекциям векторов *C* и *N* на оси *B—Y* и *R—Y*: $E'_{B-Y}=C\cos\alpha$; $E'_{R-Y}=N\cos\alpha$.

Таким образом, дифференциально-фазовые искажения не вызывают в канале цветности ПАЛ с линией задержки искажений демодулированных сигналов, соответствующих нарушению цветового тона, а лишь уменьшают насыщенность в cos α раз. Аналогичные искажения получаются, если опорная поднесущая восстанавливается в генераторе с неправильной фазой. Если считать допустимым уменьшение размахов демодулируемых сигналов до 0,9 номинального значения, то допуск на фазу опорного сигнала составит arccos 0,9=26°. В системе НТСЦ фазовая ошибка генератора опорной поднесущей не должна превышать 10°.

Не проводя подробного анализа (читатель может найти материалы в [1,5]), отметим, что система ПАЛ малочувствительна к асимметрии полосы пропускания канала цветности. Поэтому нет надобности прибегать к использованию осей *I* и *Q* как в системе НТСЦ. Это свойство системы ПАЛ особенно ценно для стран, где принят стандарт G с разносом несущих изображения и звука 5,5 МГц, что всегда вызывает ограничение верхней боковой полосы сигнала цветности.

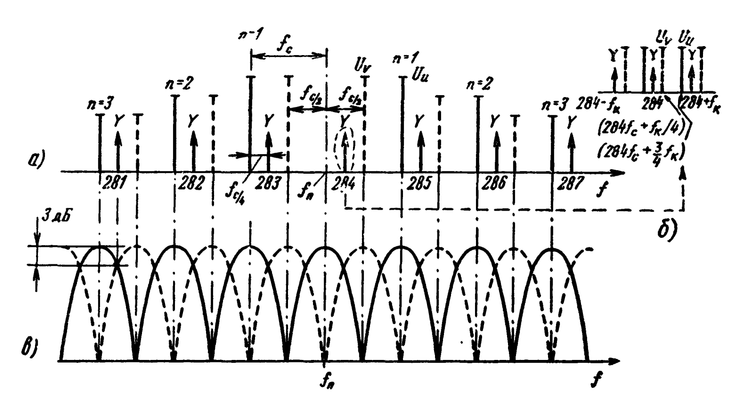


Рис. 1.17. Спектры сигналов V_v и V_u (*а*), (*б*) и АЧХ блока задержки для этих сигналов (*в*)

Система ПАЛ имеет преимущества по отношению к системе НТСЦ и при рассмотрении влияния шумов. Как уже было показано, на выходах блока задержки выделяются удвоенные амплитуды составляющих U_u и U_v. Уровень же шума в этих сигналах увеличивается только в $\sqrt{2}$ раз. Поэтому получается выигрыш в отношении сигнал-шум в $2/\sqrt{2}=1{,}4$ раза, т. е. на 3 дБ. Уменьшаются в системе ПАЛ и перекрестные искажения между сигналами яркости и цветности. Эти искажения зависят от выбора частоты цветовой поднесущей. Если, как и в системе НТСЦ, принять частоту поднесущей равной нечетной кратной полустрочной частоты, то мешающий рисунок от нее будет наименее заметным для составляющей U_u, которая не коммутируется. Для составляющей U_v из-за ее инвертирования этот выбор частоты поднесущей оказывается неоптимальным, и наименьшие помехи на изображении получаются, когда частота поднесущей кратна строчной частоте. В системе ПАЛ пошли на компромисс между этими двумя условиями и выбрали частоту поднесущей равной сумме нечетной кратной четвертьстрочной частоты и частоты кадров:

$$f_{пн} = 1135 f_c/4 + f_k = 1135 \cdot 15625 \text{ Гц}/4 + 25 \text{ Гц} = 4{,}43361875 \text{ МГц}.$$

Слагаемое $f_к$ учитывает чересстрочность развертки и обеспечивает чередование на соседних полях в одном и том же месте растра темных и светлых точек, составляющих помеху от поднесущей, что уменьшает ее заметность. Значение частоты поднесущей можно приближенно выразить зависимостью

$$f_{пн} \approx (283 + 3/4) f_c. \qquad (1.17)$$

Как и в системе НТСЦ, спектральные линии сигнала яркости кратны строчной частоте (составляющие Y на рис. 1.17, *а*).

Так как фаза U_u не коммутируется, при наличии модуляции эта составляющая будет содержать спектральные линии, отстоящие от подавленной поднесущей на интервалы, кратные f_c:

$$f_u \approx f_{пн} \pm n f_c = (283 \pm n) f_c + 3/4 f_c. \qquad (1.18)$$

На рис. 1.17, *а* спектральные составляющие сигнала U_u изображены

сплошными линиями. Они смещены относительно спектральных линий сигнала яркости в сторону меньших частот на интервалы $f_c/4$.

Благодаря коммутации фазы составляющей U_v с полустрочной частотой спектральные линии этого сигнала отстоят от значения поднесущей на интервалы, соответствующие нечетным кратным полустрочной частоты:

$$f_v = f_{пн} \pm (2n+1) f_c/2 = (283 + 3/4) f_c \pm (2n+1) f_c/2 =$$
$$= (283 \pm n) f_c + f_c/4. \quad (1.19)$$

На рис. 1.17, *а* спектральные составляющие сигнала U_v изображены штриховыми линиями. Они сдвинуты в сторону бо́льших частот по отношению к спектральным составляющим сигнала яркости на интервалы $f_c/4$.

Дискретизация телевизионного сигнала с частотой кадров вызывает расщепление спектральных линий сигнала яркости на составляющие, сдвинутые на частоту кадров $f_к$. В диапазоне частот, где передается сигнал цветности, происходит расщепление и спектральных линий цветовой поднесущей, как это показано на рис. 1.17, *б*. Составляющие U_v оказываются выше соответствующих спектральных составляющих сигнала яркости на $f_к/4$, а составляющие U_u — на $^3/_4 f_к$. Так как $f_{пн}$= =4433618,75 Гц=(4433600+18,75) Гц=(177344+$^3/_4$)$f_к$, частоты этих составляющих можно записать следующим образом:

$$f_u = (177344 \pm m) f_к + 3/4 f_к, \quad (1.20)$$
$$f_v = (177344 \pm m) f_к + 1/4 f_к.$$

На рис. 1.18, *а* представлена структура пространственно-временного спектра сигнала ПАЛ. Расстояние между составляющими Y в направлении f_t равно частоте кадров (25 Гц), а в направлении f_y—(1/50 Гц)/(1/15625 Гц)=312,5 колебаний на высоту. На одном периоде строчной развертки укладывается (1/15625 Гц)/(1/4433618,75 Гц)= =283,75 периода поднесущей.

Спектр сигнала цветности ПАЛ расположен в плоскостях, смещенных по оси f_x на ±283,75 колебаний на ширину (рис. 1.18, *а*). Спектральные составляющие u и v показаны в этих плоскостях точками. Положение точек определяется структурой одномерных спектров (рис. 1.18, *б*, *в*).

Двумерный пространственно-временной спектр сигнала ПАЛ показан на рис. 1.18, *г*.

Покажем теперь, что блок задержки ПАЛ представляет собою гребенчатый фильтр. Пусть на вход линии задержки (УЛЗ) подан синусоидальный сигнал $u_0 = U_0 \sin \omega t$. Если УЛЗ обеспечивает задержку τ, то сигнал на ее выходе примет вид $u_1 = U_0 \sin \omega (t - \tau)$. (Потерями сигнала в УЛЗ пренебрегаем.) Поскольку задержка сигнала τ — это крутизна наклона ФЧХ линии задержки $\tau = d\varphi/d\omega$, фазовый сдвиг сигнала пропорционален его частоте $\varphi = \tau\omega$. В сумматоре C (рис. 1.14) прямой сигнал U_0 налагается на задержанный U_1 и происходит их интерференция. Амплитуда результирующего сигнала будет определяться его частотой. На частотах, где фазовая задержка, создаваемая УЛЗ, кратна 2π радиан, амплитуда суммарного сигнала будет вдвое превышать амплитуду входного сигнала U_0; на частотах, где φ кратно $\pi/2$, суммарный сигнал будет равен нулю. Это поясняет векторограмма на рис. 1.19, *а*. На ней U_0 — входной сигнал, U_1 — задержанный, U_c — их сумма. При изменении φ конец вектора U_c перемещается по окружно-

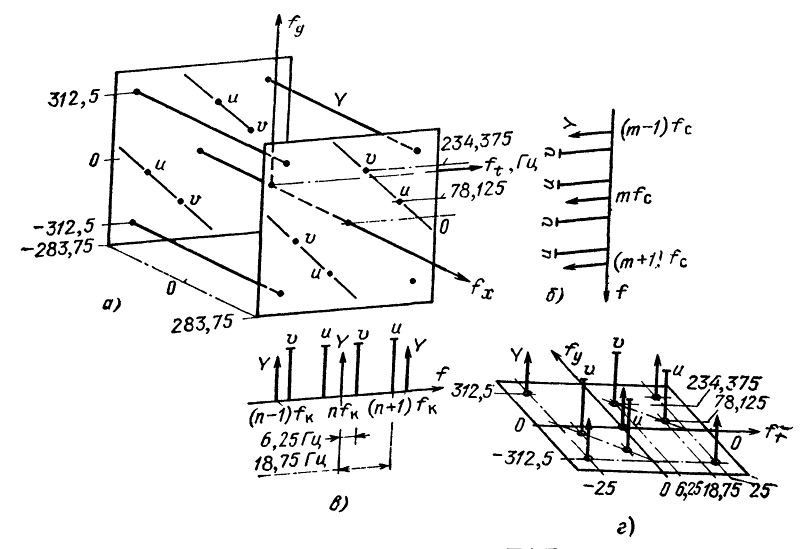


Рис. 1.18. Спектр сигнала ПАЛ:

а — пространственно-временное представление; *б*, *в* — одномерное представление; *г* — вертикально-временное представление

сти с радиусом U_0. Для произвольного φ

$$|U_c| = \sqrt{(AB)^2 + (BC)^2} = U_0\sqrt{(1+\cos\varphi)^2 + \sin^2\varphi} =$$

$$= U_0\sqrt{2}\sqrt{1+\cos\varphi} = 2U_0\left|\cos\frac{\varphi}{2}\right| = 2U_0\left|\cos\frac{\omega\tau}{2}\right|.$$

Коэффициент передачи блока задержки для сигнала U_u

$$A_u = \frac{|U_c|}{U_0} = 2\left|\cos\frac{\omega\tau}{2}\right|. \qquad (1.21)$$

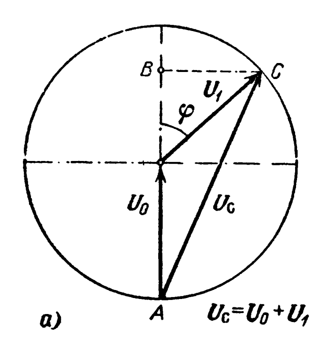
График этой функции показан сплошной линией на рис. 1.17, *в*. Она периодична, причем ее максимумы расположены на частотах $f_{max}=n/\tau$, а минимумы — на частотах $f_{min}=(2n+1)/2\tau$, где $n=0, 1, 2, \ldots$ Если время задержки равно строчному интервалу $\tau=1/f_c$, то $f_{max}=nf_c$; $f_{min}=2(n+1)f_c/2$. Максимумы графика A_u совпадают с положением спектральных линий U_u, а минимумы — с положением спектральных линий U_v.

На выходе вычитателя (*В* на рис. 1.14) получается разностный сигнал $U_p=U_0-U_1$. В соответствии с векторограммой на рис. 1.19, *б*

$$|U_p| = \sqrt{(AE)^2+(ED)^2} = \sqrt{(U_0-U_0\cos\varphi)^2 + U_0^2\sin^2\varphi} =$$

$$= U_0\sqrt{(1-\cos\varphi)^2+\sin^2\varphi} = U_0\sqrt{2}\sqrt{1-\cos\varphi} =$$

$$= 2U_0\left|\sin\frac{\varphi}{2}\right|.$$



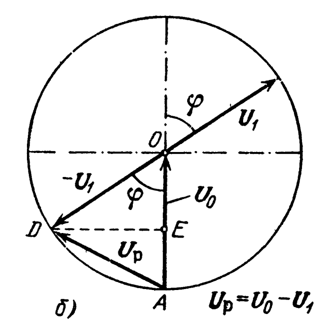


Рис. 1.19. Векторограммы сигналов:
а — на выходе сумматора; *б* — на выходе вычитателя

Отсюда

$$A_v = \frac{|U_p|}{U_0} = 2\sin\frac{\omega\tau}{2}. \qquad (1.22)$$

График этой зависимости изображен на рис. 1.17, *в* штриховой линией. Максимумы его расположены на частотах $f_{max}=(2n+1)f_c/2$ и совпадают со спектральными линиями U_v, а минимумы — на частотах $f_{min}=nf_c$, т. е. совпадают со спектральными линиями сигнала U_u.

Гребенчатая форма АЧХ блока задержки ПАЛ обеспечивает разделение сигналов U_u и U_v. Спектральные составляющие сигнала яркости, смещенные относительно спектральных составляющих сигналов цветности на интервалы $f_c/4$, подавляются блоком задержки примерно на 3 дБ. В системе НТСЦ такого подавления нет. Поэтому в системе ПАЛ несколько уменьшаются искажения, вызванные проникновением сигнала яркости в сигнал цветности. Однако сближение на $f_c/4$ по сравнению с системой НТСЦ спектральных составляющих сигналов яркости и цветности усложняет выполнение гребенчатых фильтров, служащих для эффективного разделения этих сигналов, и вызывает при этом понижение вертикальной четкости. (Данный вопрос подробнее рассмотрен в гл. 5.)

Компенсация дифференциально-фазовых искажений в канале цветности ПАЛ достигается в том случае, если совмещение прямого и задержанного сигналов обеспечивается с точностью до фазы поднесущей. Для выбранного значения частоты поднесущей длительность периода ее колебаний составляет $T = 1/f = 225{,}5494$ нс. На интервале строки ($T_c=64$ мкс) укладывается $T_c/T = 283{,}75159$ периода поднесущей. Поэтому если время задержки выбрать равным 64 мкс, то задержанный сигнал окажется сдвинутым относительно прямого на 0,75159 периода поднесущей, т. е. $360°\cdot 0{,}75159=270°34'$. В результате компоненты U_v прямого сигнала совпадут с U_u задержанного и канал цветности не будет работать. Чтобы обеспечить функционирование канала, время задержки УЛЗ должно быть кратно полупериоду поднесущей. Возможны два допустимых значения задержки, максимально близких к длительности строки: $\tau=284T$ и $\tau=283{,}5T$. В системе ПАЛ принято второе значение задержки, без учета сдвига частоты поднесущей на 25 Гц. Таким образом, время задержки УЛЗ ПАЛ составляет

$$\tau = 283{,}5/4{,}43\,361\,875\ \text{МГц} = 63{,}94325\ \text{мкс}. \qquad (1.23)$$

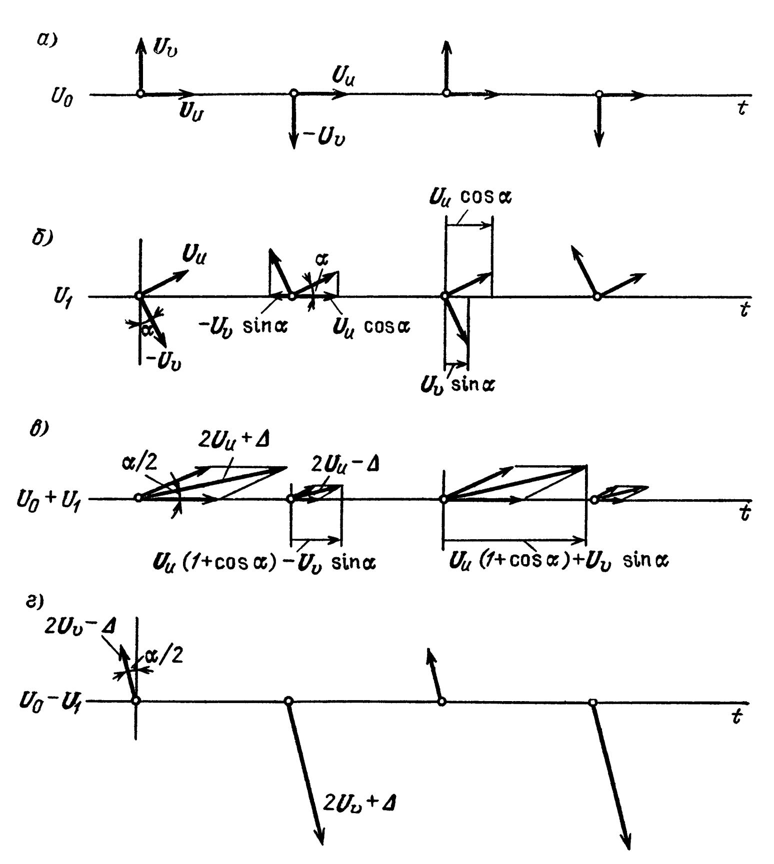


Рис. 1.20. Влияние неточности времени задержки в УЛЗ

Линии, обеспечивающие задержку, равную точно строчному интервалу (64 мкс), используются в гребенчатых фильтрах. Задержка сигнала на 283,5 периода поднесущей приводит к тому, что суммирование прямого сигнала с задержанным подавляет компоненты U_u, а вычитание сигналов подавляет компоненты U_v. Поэтому в канале цветности ПАЛ вместо сумматора, показанного на рис. 1.14, применяют вычитатель, а вместо вычитателя — сумматор.

Отклонение значения задержки, создаваемой УЛЗ от номинального, на $\Delta\tau$ приводит к тому, что компоненты задержанного сигнала сдвинутся по отношению к компонентам прямого сигнала на угол $\alpha=\Delta\tau\cdot 360°/T$ (рис. 1.20, *а*, *б*). При сложении и вычитании прямого сигнала с задержанным мешающие компоненты полностью не подавятся, а амплитуды полезных компонент уменьшатся. Например, на выходе U_u блока задержки сформируется сигнал (рис. 1.20, *в*), проекция которого на ось *B—Y* будет

$$U_u + U_u \cos\alpha \pm U_v \sin\alpha.$$

Перекрестная помеха от сигнала U_v имеет разный знак в четных и нечетных строках. Поэтому искажение проявляется в виде разнояркости строк. Аналогичные искажения возникают и в канале U_v (рис. 1.20, *г*). На полях разных цветов заметность разнояркости различна. На голубом поле допустимое значение α составляет 4, на пурпурном 6, на желтом 12°. Чтобы получить хорошее качество изображения, допуск на неточность совпадения сигналов в блоке задержки по фазе можно принять равным $\pm 8°$. Отсюда допуск на неточность задержки УЛЗ составляет $\Delta\tau \leqslant \alpha T/360° = 5$ нс. Если значение задержки изменить на время, соответствующее полупериоду цветовой поднесущей (τ=283/ 4,4336188 МГц = 63,83047 мкс), то блок задержки будет работать, но на выходе U выделится сигнал U_v, а на выходе V — сигнал U_u. Такой эффект иногда получается при неправильной настройке согласующих цепей УЛЗ. Когда ошибка в задержке составит период поднесущей (τ=63,7177 мкс), функционирование блока задержки станет нормальным, на экране телевизора появится цветное изображение, но погрешность в задержке на 226 нс вызовет заметное смещение по горизонтали задержанных строк по отношению к прямым, что проявится в виде зазубренности вертикальных цветовых переходов.

Рассмотрим еще один вид искажений, которые могут возникать в канале цветности ПАЛ. Если генератор опорной поднесущей работает правильно и его выходной сигнал совпадает по фазе с осью $R-Y$, то из-за неточности фазовращателя опорный сигнал, поступающий на синхронный детектор сигнала E'_{B-Y}, не совпадает с осью $B-Y$. Эта ошибка называется неточностью квадратуры. В приемнике НТСЦ такая ошибка создает перекрестные искажения между двумя сигналами цветности. В блоке задержки ПАЛ составляющие U_u и U_v полностью разделяются. Поэтому неточность квадратуры вызовет лишь уменьшение размаха демодулированного сигнала в $\cos\Delta\varphi$ раз. Допустимое значение $\Delta\varphi$ составляет $\pm 26°$.

Таким образом, в системе ПАЛ благодаря коммутации на передающей стороне фазы составляющей U_v и использованию в приемнике блока задержки фазовые погрешности в большинстве цепей канала цветности могут быть существенно увеличены по сравнению с каналом НТСЦ. Только блок задержки должен быть выполнен с высокой точностью и обеспечивать стабильность своих параметров во всех условиях работы приемника. Уменьшение чувствительности к фазовым погрешностям в канале ПАЛ достигается за счет усреднения сигналов цветности в двух последующих строках, что приводит к понижению вертикальной четкости в 2 раза по сравнению с НТСЦ. Эта особенность является недостатком системы ПАЛ.

1.4. Система СЕКАМ

Система СЕКАМ в ее первоначальном виде была предложена в 1954 г. французским изобретателем Анри де Франсом. Основная особенность системы — поочередная, через строку, передача цветоразностных сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y} с дальнейшим восстановлением в приемнике недостающего сигнала с помощью линии задержки на время строчного интервала. Название системы образовано из начальных букв французских слов séquentiel couleur á mémoire. (поочередные цвета и память). Довольно длительное время система СЕКАМ проходила испытания и доработку, а в 1967 г. было начато регулярное вещание по этой системе одновременно в СССР и Франции. В настоящее время

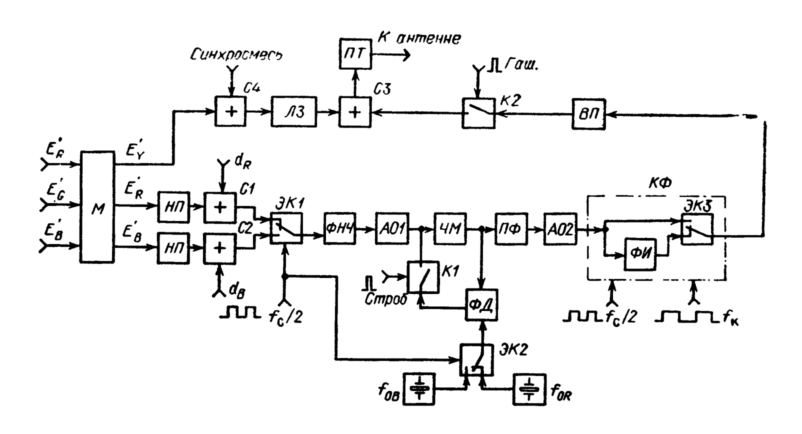


Рис. 1.21. Функциональная схема кодера СЕКАМ

стандарт СЕКАМ принят также в ряде других стран Европы, Азии и Африки (см. прилож. 13).

Информация о цвете в системе СЕКАМ передается с помощью частотной модуляции (ЧМ) цветовой поднесущей. Для модуляции используются сигналы D'_R и D'_B, линейно связанные с цветоразностными сигналами E'_{R-Y} и E'_{B-Y}:

$$D'_R = -1{,}9E'_{R-Y}; \quad D'_B = 1{,}5E'_{B-Y}. \qquad (1.24)$$

Частоты покоя цветовой поднесущей в строках B и R различны и составляют

$$f_{0B} = 4250 \pm 2 \text{ кГц} = 272 f_c, \quad f_{0R} = 4406{,}25 \pm 2 \text{ кГц} = 282 f_c. \qquad (1.25)$$

Сигналы E'_Y, D'_R и D'_B в кодирующем устройстве СЕКАМ формируются из сигналов основных цветов с помощью матрицы (M на рис. 1,21). Как и в любой системе с ЧМ, для уменьшения влияния шумов модулирующие сигналы подвергаются в звеньях НП низкочастотным предыскажениям. Закон предыскажений выражается зависимостью

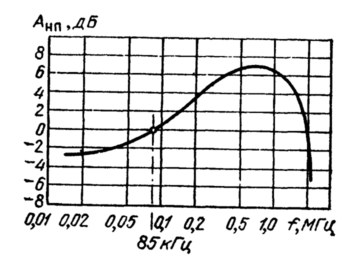
$$A_{нп}(f) = \left| \frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/3f_1} \right|, \qquad (1.26)$$

где f — текущая частота, кГц; $f_1 = 85$ кГц.

На рис. 1.22 дана АЧХ фильтра НП с учетом ограничения полосы частот каналов D'_R и D'_B в ФНЧ. Звенья НП вызывают подъем высокочастотных составляющих спектра сигналов D'_R и D'_B. При этом на цветовых переходах сигналов появляются характерные выбросы (рис. 1,23). В приемнике низкочастотные предыскажения корректируются специальными фильтрами.

С помощью сумматоров $C1$ и $C2$ в сигналы D'_R и D'_B вводят сигналы опознавания строк. Они предназначены для того, чтобы в телевизоре можно было различить строки D'_R и D'_B. Сигналы опознавания

Рис. 1.22. Амплитудно-частотная характеристика фильтра низкочастотных предыскажений с учетом ограничения полосы частот каналов D'_R и D'_B



строк передаются во время обратного хода по полям и представляют собою трапециевидные импульсы, длительность которых равна активному интервалу строки. В каждом поле сигналы опознавания занимают девять строк: в нечетных полях строки 7—15, а в четных — 320—328. Как показано на рис. 1.24, в строке d'_R сигнал опознавания положителен, а в строке d'_B отрицателен. По амплитуде сигналы опознавания превышают сигналы цветности. В соответствии с рекомендацией МККР [1.6] кадровые сигналы опознавания в дальнейшем будут исключены из сигнала СЕКАМ, чтобы освободить место для сигналов телетекста. Вместо кадровых сигналов опознавания могут использоваться защитные пакеты немодулированных поднесущих, передаваемые в интервале гашения по строкам.

Коммутатор *ЭК1* (рис. 1.21) преобразует одновременные сигналы D'_R и D'_B в их чередующуюся последовательность. В звене *АО1* эта последовательность ограничивается по амплитуде. Уровни ограничения выбраны так, что частично срезаются выбросы на цветовых переходах. Это необходимо для того, чтобы не допустить чрезмерного увеличения девиации частоты поднесущей на цветовых переходах. Частотный модулятор *ЧМ* охвачен петлей АПЧ. Высокочастотный сигнал с выхода модулятора поступает на фазовый детектор *ФД*, где сравнивается с сигналами двух кварцевых автогенераторов с частотами f_{0R} и f_{0B}, по-

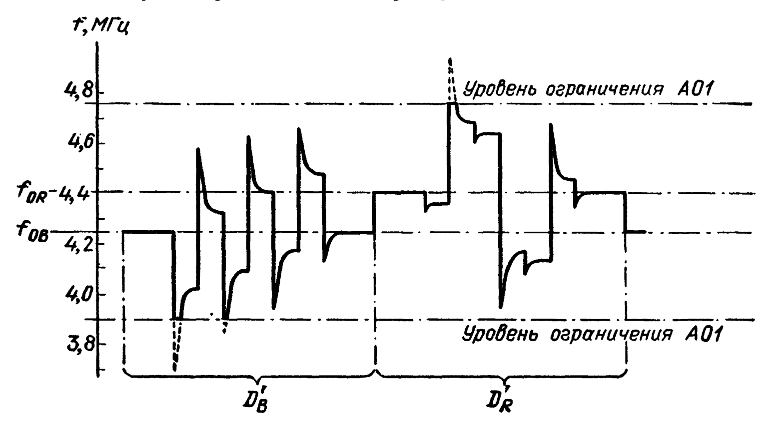


Рис. 1.23. Форма сигналов D'_R и D'_B

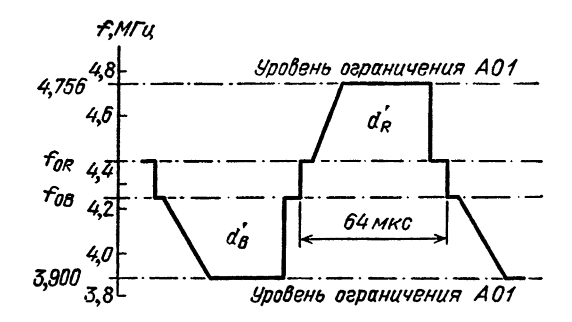


Рис. 1.24. Форма сигналов цветовой синхронизации

очередно через строку подключаемых ко второму входу *ФД* коммутатором *ЭК2*. Сравнение происходит только на строчных интервалах гашения, когда замыкается ключ *К1*. В результате действия устройства *АПЧ* частота немодулированной поднесущей равна 4,25 МГц в строках D'_B и 4,40625 МГц в строках D'_R. В активные интервалы строк поднесущая модулируется по частоте чередующимися сигналами D'_R и D'_B. Полярность сигнала D'_R выбрана такой, что увеличение насыщенности красных участков изображения вызывает уменьшение частоты цветовой поднесущей. Благодаря этому снижаются искажения, вызванные ограничением полосы частот канала передачи.

Модулированная по частоте поднесущая проходит полосовой фильтр *ПФ*, где ее спектр ограничивается полосой ±1,5 МГц, амплитудный ограничитель *АО2*, устраняющий выбросы от переходных процессов, и поступает в блок коммутации фазы КФ. Блок содержит электронный коммутатор *ЭК3* и фазоинвертор *ФИ*. Для улучшения совместимости фаза поднесущей инвертируется в каждой третьей строке и в каждом втором поле. В блок коммутации фазы подаются меандры напряжений полустрочной и кадровой частот, из которых с помощью логических схем формируется сигнал, управляющий коммутатором ЭК3. В результате коммутации фазы уменьшается заметность помехи, создаваемой поднесущей на экране телевизора. После коммутации фазы модулированная поднесущая проходит цепь высокочастотных предыскажений *ВП*, представляющую собою фильтр с АЧХ колоколообразной формы, создающий наибольшее ослабление сигнала на частоте 4,286 МГц (рис. 1.25). Передаточная функция этого фильтра описывается выражением

$$A_{вп}(\nu) = (1 + j16\nu)/(1 + j1{,}25\nu), \qquad (1.27)$$

где $\nu = f/f_0 - f_0/f$ — обобщенная расстройка. Фазочастотная характеристика цепи *ВП* аппроксимируется зависимостью

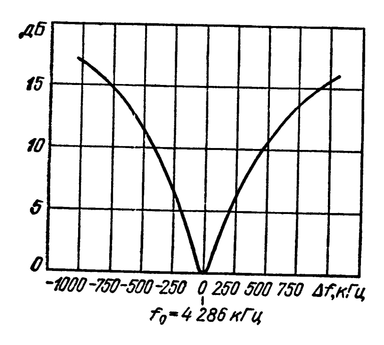


Рис. 1.25. Форма сигналов цветовой синхронизации

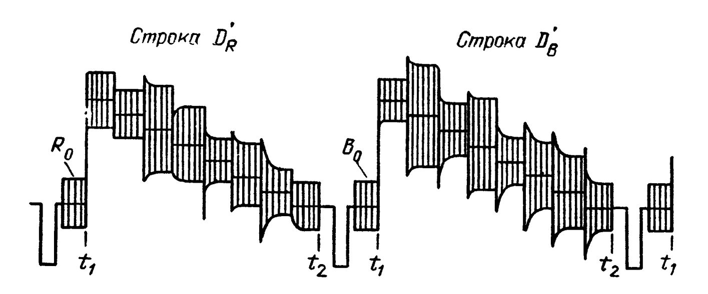


Рис. 1.26. Форма полного цветового видеосигнала СЕКАМ

$$\varphi_{вп}(\nu) = -\operatorname{arctg}\frac{14,74\nu}{1+20,16\nu^2}. \quad (1.28)$$

Цепь *ВП* (рис. 1.21) уменьшает амплитуду поднесущей при отсутствии модуляции, что дополнительно ослабляет помехи от поднесущей на экране телевизора. В этом отношении цепь *ВП* выполняет функцию, подобную действию балансных модуляторов в системах НТСЦ и ПАЛ. Кроме того, высокочастотные предыскажения и их коррекция в приемнике снижают чувствительность системы СЕКАМ к шумовым помехам.

Ключом *К2* подавляется поднесущая при передаче кадрового и строчного синхроимпульсов, что необходимо для нормальной работы блоков разверток в телевизоре. В сумматоре *С3* происходит сложение цветовой поднесущей с сигналом яркости, прошедшим сумматор *С4*, где вводятся строчные и кадровые синхроимпульсы, и линию задержки ЛЗ, компенсирующую запаздывание сигнала в канале цветности. На выходе сумматора С3 выделяется полный цветовой телевизионный сигнал СЕКАМ, форма которого для двух смежных строк при модуляции сигналом цветных полос показана на рис. 1.26. Моменты t_1 соответствуют началу активных интервалов строк, моменты t_2 — их окончанию. Цветовая поднесущая присутствует на всем протяжении сигналов, кроме участков, где передаются строчные синхроимпульсы. Здесь поднесущая подавлена с помощью ключа *К2* (рис. 1.21). В конце обратного хода по строкам цветовая поднесущая вновь присутствует (участки R_0, B_0 на рис. 1.26). Это так называемые защитные пакеты поднесущей с частотой 4,25 МГц в строках D_B и 4,40625 в строках D_R. Основное назначение защитных пакетов — предотвратить переходные процессы в демодулированных сигналах в начале активных интервалов строк. Используются защитные пакеты и для формирования в цветоразностных сигналах плоских участков для фиксации уровня черного. Наконец, защитные пакеты служат в качестве строчных сигналов цветовой синхронизации — в случае, если не используются кадровые СЦС (рис. 1.24). В активном интервале строки амплитуда цветовой поднесущей различна при передаче полос разных цветов. Это обусловлено действием фильтра *ВП*. На цветовых переходах поднесущая имеет выбросы, вызванные фильтром низкочастотных предыскажений.

Полный цветовой видеосигнал СЕКАМ подается на передатчик телецентра *ПТ* (рис. 1.21), где он модулирует несущую по амплитуде.

Так как в системе СЕКАМ сигналы цветности передаются поочередно через строку, а в приемнике недостающий сигнал восстанавливается с помощью линии задержки, т. е. повторяется информация из

предыдущей строки, то цветовая четкость по вертикали снижается вдвое, как и в системе ПАЛ. Применение *ЧМ* цветовой поднесущей и амплитудных ограничителей в канале цветности приемника обусловливает малую чувствительность системы СЕКАМ к действию искажений типа «дифференциальное усиление».

Невелика чувствительность системы СЕКАМ и к дифференциально-фазовым искажениям. При этом сам характер проявления этих искажений оказывается принципиально иным, чем в системе НТСЦ. На участках сигнала, соответствующих цветовым полям с равномерной яркостью, дифференциально-фазовые искажения вызывают приращение фазы поднесущей $\Delta\varphi$, не зависимое от времени. В системе НТСЦ это приводит к изменению цветового тона рассматриваемого участка изображения. Демодуляторы СЕКАМ чувствительны к изменению не фазы, а частоты цветовой поднесущей. При постоянном $\Delta\varphi$ приращение частоты будет равно нулю, поскольку $\Delta\omega=\frac{d}{dt}\Delta\varphi=0$. Поэтому на цветовых полях, где яркость постоянна, дифференциально-фазовые искажения в системе СЕКАМ никак не проявляются.

Совершенно иной результат получается на цветовых переходах, где сигнал E'_Y меняется скачком или плавно. В этом случае $\Delta\varphi=f(t)$ и $\Delta\omega\neq0$. В области цветового перехода возникает паразитное приращение частоты поднесущей. Так как знаки девиации частоты в сигналах U_R и U_B различны, искажения демодулированных сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y} имеют разную полярность, а искажения сигнала E'_{G-Y} практически компенсируются. Чем больше скорость изменения сигнала E'_Y, тем большими получаются искажения цветоразностных сигналов на переходах. Однако при длительности перехода меньше 2 мкс цепи коррекции высокочастотных и низкочастотных предыскажений в приемнике уменьшают действие дифференциально-фазовых искажений. На экране телевизора эти искажения проявляются как цветные окантовки или тянущиеся продолжения на переходах. Обычно после ярких участков изображения окантовка имеет синий цвет, а после темных — желтый. Допуск на искажения типа «дифференциальная фаза» в канале СЕКАМ составляет около 30°, т. е. в 6 раз шире, чем в сигнале НТСЦ [1.7].

1.5. Система Д2-МАК

Рассмотренные классические системы цветного телевидения НТСЦ, ПАЛ и СЕКАМ разработаны в 1950—1960 гг. на уровне техники того времени. Использованный в этих системах принцип кодирования цветовой поднесущей и одновременная передача сигналов яркости и цветности затрудняют их разделение в приемнике, приводит к искажениям и ухудшению четкости изображения.

В конце 1970-х г. были разработаны усовершенствованные системы цветного телевидения, использующие принцип временнóго с уплотнением разделения составляющих яркости и цветности. Эти системы являются первым шагом к телевидению высокой четкости (ТВВЧ). Они получили общее наименование систем МАК (МАС), что расшифровывается как «мультиплексированные аналоговые компоненты».

В 1985 г. Франция и ФРГ договорились об использовании для спутникового вещания одной из модификаций систем МАК, а именно системы Д2-МАК/Пакет. В настоящее время по этой системе ведется вещание через геостационарные спутники, находящиеся над экватором

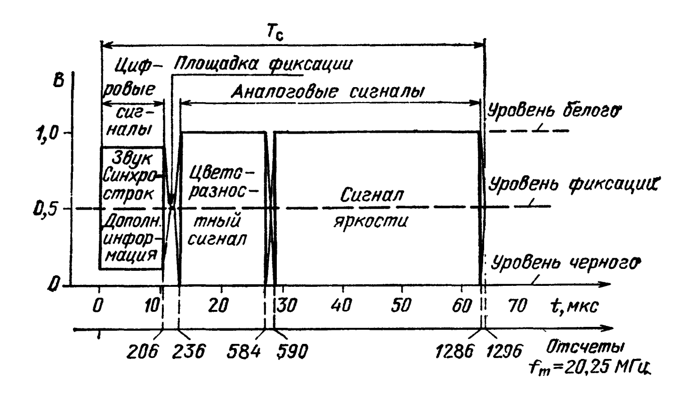


Рис. 1.27. Форма полного цветового видеосигнала Д2-МАК

на долготе Западной Европы. Передачи осуществляются в диапазоне сантиметровых волн (12 ГГц), для приема которых используется параболическая антенна. Фирмами ИТТ и «Филипс» разработаны комплекты микросхем, на базе которых выпускаются декодеры Д2-МАК в виде приставок к серийным телевизорам.

Остановимся на основных особенностях системы Д2-МАК [1.8]. На рис. 1.27 показано расположение мультиплексированных компонент сигнала Д2-МАК в пределах одной строки.

Начальный интервал строки (примерно 10 мкс), соответствующий в телевизоре обратному ходу по строкам, отведен на передачу цифровой информации, включающей синхросигнал строк, сигналы звукового сопровождения и дополнительную информацию (например, телетекст). В цифровом пакете применено так называемое дуобинарное кодирование с использованием трехуровневого сигнала (0; 0,5; 1,0), которое в 2 раза уменьшает требуемую ширину полосы частот канала. В названии системы дуобинарное кодирование обозначено индексом Д2.

Цифровые компоненты передаются с тактовой частотой 20,25 МГц и занимают интервал в 206 тактов (103 бита информации за строку). Остальную часть строки занимают аналоговые видеосигналы. Сначала за время примерно 17 мкс передается уплотненная строка одного из цветоразностных сигналов, например E'_{R-Y} (с такта 233 по 584). Затем следует также уплотненный во времени до 34,6 мкс сигнал E'_Y (с такта 590 по 1286). Цветоразностные сигналы, как и в системе СЕКАМ, чередуются по строкам, например, в четных строках передаются составляющие E'_{R-Y}, а в нечетных — E'_{B-Y}. Между цифровым и аналоговым сигналами передается площадка фиксации, расположенная на уровне 50 % полного размаха аналогового сигнала. Для биполярных цветоразностных сигналов площадка фиксации совпадает с их уровнем черного. Для сигнала яркости площадка фиксации соответствует уровню серого. Аналоговые сигналы располагаются в интервале от нуля (уровень черного для сигнала яркости) до 1 В (уровень белого для сигнала яркости). Цифровой пакет имеет амплитуду ±0,4 В относительно уровня фиксации +0,5 В.

Сигнал яркости формируется в соответствии с выражением (1.2) при $\gamma = 2,8 \pm 0,3$.

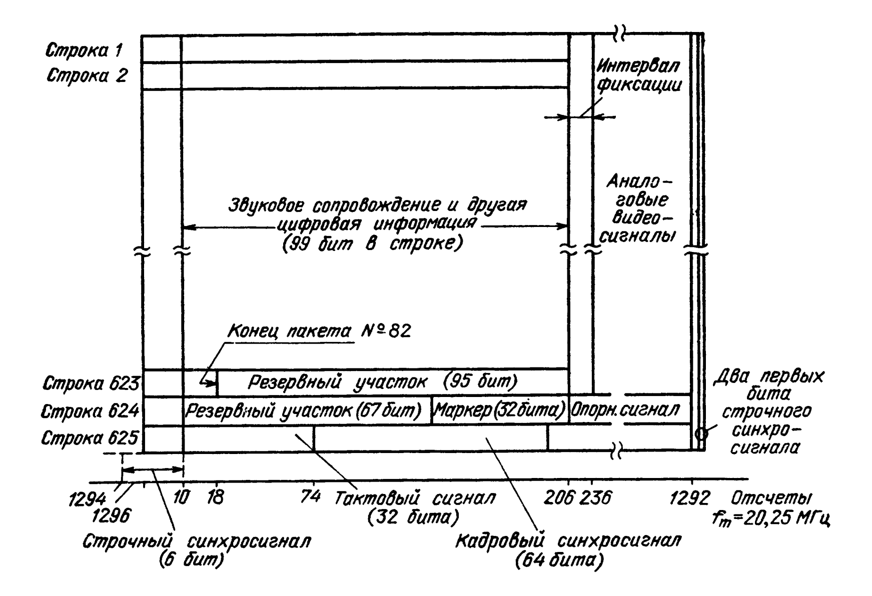


Рис. 1.28. Расположение пакетов цифровой информации сигнала Д2-МАК в пределах одного кадра

Цветоразностные компоненты имеют следующие размахи:

$$E'_u = 0{,}733E'_{B-Y}, \qquad E'_v = 0{,}927E'_{R-Y}. \qquad (1.29)$$

Временнóе уплотнение аналоговых компонент приводит к расширению полосы частот канала связи. Так, для сигнала E'_Y спектр расширяется в 52/34≈1,5 раза, т. е. с 5,5 до 8,4 МГц. Спектры цветоразностных сигналов расширяется в 52/17≈3 раза, или с 1,5 МГц до 4,5 МГц.

На рис. 1.28 показано временнóе распределение цифровой информации Д2-МАК в интервале одного кадра. Первые 6 бит в каждой строке отведены на передачу закодированного в цифровой форме строчного синхроимпульса. На участке с 1-й по 622-ю строку и с 10-го по 206-й отсчет в каждой строке передаются следующие друг за другом пакеты цифровой информации, каждый из которых содержит 751 бит. В начале 623 строки заканчивается 82-й такой пакет. Общий поток цифровой информации составляет 751×82×50=3,14 Мбит/с.

Все пакеты имеют одинаковый формат, в котором первые 10 бит отведены на адрес, используемый в приемнике (звуковой канал, телетекст и т. д.). Последующие 13 бит используются для дополнительной помехозащиты адресации. Затем с помощью восьми бит обозначают тип звукового сопровождения (моно, стерео). Наконец, последние 720 бит образуют 90 байт полезной информации.

Основное назначение цифровой части сигнала Д2-МАК — передача звукового сопровождения и сигналов синхронизации.

Могут передаваться либо четыре независимых монофонических канала, либо два стерео.

В последней, 625-й строке кадра передается цифровой кадровый синхроимпульс.

Декодер Д2-МАК раздельно обрабатывает цифровую и аналоговую информацию, содержащуюся в сигнале. Аналоговые компоненты видеосигнала с помощью АЦП, работающего с тактовой частотой 20,25 МГц переводятся в цифровую форму. Цифровые яркостной и цветоразностные сигналы записываются в устройства памяти на строку. Затем они считываются из этих устройств. Сигнал яркости считывается на тактовой частоте 13,5 МГц, а цветоразностные — 6,75 МГц. В результате сигналы растягиваются на весь активный интервал строки. Например, интервал, занимаемый сигналом яркости, увеличивается с 34,6 до $\frac{20,25}{13,5}$ 34,6 $=52$ мкс. Чтобы уменьшить потери вертикальной цветовой четкости, вызванные поочередной по строкам передачей цветоразностных сигналов, их подвергают дополнительной обработке. В каждой строке принятый от телецентра цветоразностный сигнал используется непосредственно, а недостающий формируется как полусумма сигналов из предыдущей и последующей строк:

строка n

$$\left.\begin{array}{l} E'_{R-Y} = E'_{vn}; \quad E'_{B-Y} = \dfrac{E'_{un-1} + E'_{un+1}}{2}, \\ \text{строка } n+1 \\ E'_{B-Y} = E'_{un+1}; \quad E'_{R-Y} = \dfrac{E'_{vn} + E'_{vn+2}}{2}. \end{array}\right\} \qquad (1.30)$$

Затем цифровые цветоразностные и яркостной сигналы переводятся с помощью трех ЦАП в аналоговую форму. Из них с помощью матрицы получают сигналы основных цветов E'_R, E'_G, E'_B, которые вводятся в *RGB* каналы цветного телевизора.

Система Д2-МАК обеспечивает существенно лучшее качество цветного изображения, чем системы СЕКАМ, ПАЛ или НТСЦ. На изображении нет помех от цветовой поднесущей, отсутствуют перекрестные искажения между сигналами яркости и цветности и заметно повышена четкость.

ГЛАВА 2.
КАНАЛ ЦВЕТНОСТИ СЕКАМ

2.1. Функциональные схемы канала цветности СЕКАМ

До настоящего времени продолжается совершенствование канала цветности СЕКАМ. Цель таких работ — сокращение количества громоздких дискретных элементов, таких, как ультразвуковая линия задержки, упрощение интегрализации, создание относительно простых многостандартных декодеров и, наконец, повышение качества цветного изображения. Рассмотрим основные варианты функциональной схемы канала цветности.

Стандартный канал цветности. Основы такого канала заложены в

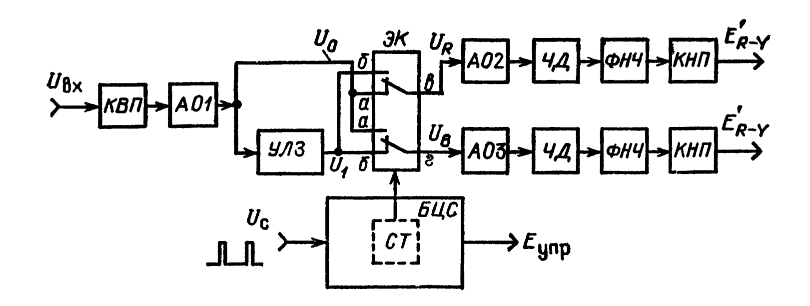


Рис. 2.1. Функциональная схема стандартного канала цветности СЕКАМ

первых патентах, касающихся системы СЕКАМ. Функциональная схема его представлена на рис. 2.1. Полный видеосигнал СЕКАМ поступает на корректор высокочастотных предыскажений *КВП*. В каналах цветности профессиональных декодирующих устройств перед *КВП* обычно включают полосовой фильтр, уменьшающий помехи от сигнала яркости. Амплитудный ограничитель *АО1* подавляет импульсные помехи и обеспечивает постоянство размаха сигнала цветности. Устройство АРУ, имеющееся в каждом телевизоре, поддерживает неизменным размах видеосигнала на выходе детектора. Это не гарантирует стабильности амплитуды сигнала цветности, которая зависит от формы АЧХ всего канала связи и может меняться в довольно широких пределах. Чрезмерно глубокое ограничение сигнала повышает заметность шумов. Поэтому иногда в канал цветности вводят цепь АРУ, а степень ограничения сигнала первым ограничителем снижают.

Ограниченный сигнал цветности U_0, в котором цветовая поднесущая поочередно, через строку модулирована сигналами D'_R и D'_B (см. рис. 2.1), поступает на вход *а* электронного коммутатора *ЭК*. На второй вход *б* этого коммутатора сигнал цветности проходит через линию задержки со временем задержки, равным длительности строки. В аналоговых каналах цветности обычно используется ультразвуковая линия задержки (*УЛЗ*). В задержанном сигнале U_1 цветовая поднесущая модулирована сигналом D'_R в тех строках, где в прямом сигнале U_0 осуществляется модуляция составляющей D'_B, и наоборот. Электронный коммутатор *ЭК* управляется напряжением полустрочной частоты, вырабатываемым релаксационным генератором, входящим в состав блока цветовой синхронизации БЦС. В качестве такого генератора чаще всего используется счетный триггер *СТ*, управляемый по счетному входу строчными импульсами. В результате действия коммутатора сигналы на его выходах разделяются. На выход *в* каждую строку то из прямого, то из задержанного сигнала поступают составляющие U_R, на выход *г* — составляющие U_B. Начальная фаза *СТ* произвольна. Поэтому возможен неправильный режим коммутатора, когда сигналы U_R подаются в канал *B—Y*, а сигналы U_B — в *R—Y*. Чтобы этого не происходило, предусмотрена цветовая синхронизация триггера. Для этого в *БЦС* сравнивается фаза чередования составляющих U_R и U_B в принятом сигнале с фазой работы триггера. Если фаза триггера неправильна, осуществляется ее коррекция. Кроме того, *БЦС* включает сигнал цветности, если принимается сигнал СЕКАМ, и выключает канал, если принимается сигнал другой системы или черно-белая программа.

Рис. 2.2. Функциональная схема канала цветности без линии задержки

Разделенные сигналы цветности проходят вторые ограничители (*АО2* и *АО3*), устраняющие паразитную АМ поднесущей, вызванную неравномерностью АЧХ линии задержки и коммутатора, а также возникающими в линии задержки отражениями сигнала, и поступают в частотные детекторы *ЧД*, обеспечивающие демодуляцию сигналов цветности и выделение цветоразностных сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Существует значительное количество схемных решений *ЧД*, которые будут в дальнейшем подробно рассмотрены. Демодулированные цветоразностные сигналы проходят через *ФНЧ*, где подавляются остатки цветовой поднесущей, а затем через цепи коррекции низкочастотных предыскажений КНП.

Канал цветности без линии задержки. Канал цветности, в котором отсутствует линия задержки (рис. 2.2), был предложен в [2.1]. Сигнал цветности после *КВП* поступает на электронный коммутатор *ЭК*, разделяющий составляющие U_R и U_B, которые затем через амплитудные ограничители *АО* подаются на частотные детекторы *ЧД*. Очевидно, что демодулированные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y} на выходах такого канала присутствуют через строку. Поэтому на красных участках изображения окрашены будут только, например, четные строки, а на синих — нечетные. При наблюдении изображения с достаточно большого расстояния строчная структура красных и синих участков становится незаметной, но цветовая насыщенность оказывается вдвое ниже номинальной. Поэтому приходится увеличивать вдвое размахи цветоразностных сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Существенно искажается цветоразностный сигнал E'_{G-Y}. Особенности канала цветности без УЛЗ рассмотрены в [2.2].

Канал цветности с коммутацией демодулированных сигналов. Паразитные емкости запертых ветвей *ЭК* в стандартной схеме канала цветности создают интерференцию прямого и задержанного сигналов, вызывающую неустранимые перекрестные искажения. Этот недостаток исключается, если коммутировать не цветовые поднесущие, а демодулированные цветоразностные сигналы [2.3]. Аналогичное решение было предложено в [2.4]. Структурная схема канала показана на рис. 2.3. Прямой и задержанный сигналы после амплитудных ограничителей *АО* подаются непосредственно на входы частотных детекторов *ЧД*, которые имеют одинаковый знак наклона АЧХ. На выходах *КНП* выделяются одинаковые по форме, но сдвинутые на время строки сигналы, в которых составляющие E'_{R-Y} и E'_{B-Y} чередуются и имеют разную полярность, причем уровни черного в строках $R-Y$ и $B-Y$ сдвинуты на значение $\pm\Delta U$, обусловленное тем, что частоты немодулированных поднесущих отличаются на 156 кГц. После *ЭК* составляющие E'_{R-Y} и E'_{B-Y} разделяются, а инвертор *ИНВ* позволяет получить одинаковую их полярность. В рассмотренной схеме паразитные связи в *ЭК* вызы-

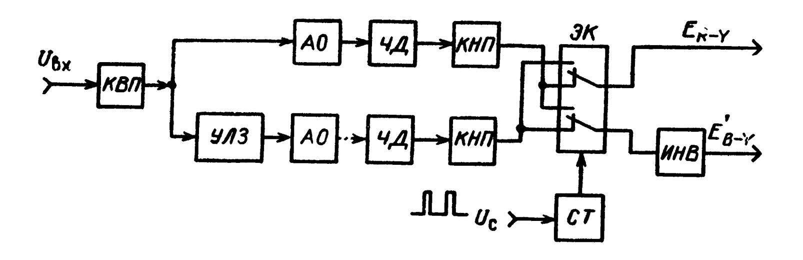


Рис. 2.3. Функциональная схема канала цветности с коммутацией демодулированных сигналов

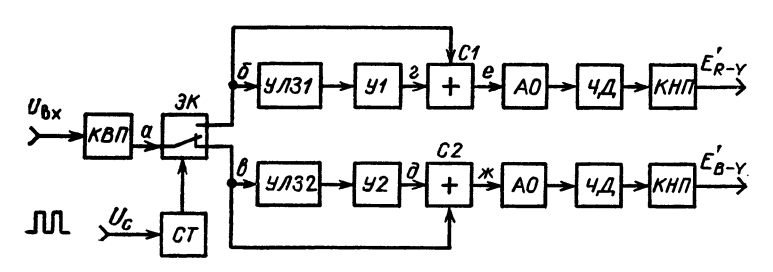


Рис. 2.4. Функциональная схема канала цветности с двумя линиями задержки

вают интерференцию не цветовых поднесущих, а цветоразностных сигналов, что создает существенно меньшие искажения.

Канал цветности с двумя (несколькими) линиями задержки. В стандартном канале цветности (рис. 2.1) для задержки сигнала применяется УЛЗ. Из-за внутренних отражений волны ультразвука на выходе такой линии возможно наложение сигналов из двух соседних строк, т. е. интерференция составляющих U_0 и U_1, которая вызывает такие же перекрестные искажения, как и паразитные связи в электронном коммутаторе. Для устранения этих искажений была разработана [2.5] структурная схема канала цветности, содержащего две УЛЗ (рис. 2.4). Несколько позже подобное решение было предложено в [2.6]. Электронный коммутатор разделяет компоненты U_R и U_B сигнала цветности (рис. 2.5, *а*) в два канала, где эти компоненты присутствуют через строку (рис. 2.5, *б* и *в*). Разделенные компоненты поступают на входы сумматоров *С1*, *С2* (рис. 2.4) и одновременно на входы *УЛЗ1* и *УЛЗ2*.

На выходах УЛЗ выделяются задержанные на строку разделенные последовательности (рис. 2.5, *г*, *д*), которые через усилители *У1*, *У2*, компенсирующие ослабление сигналов в УЛЗ, поступают на вторые входы сумматоров, заполняя «пустые» строки в разделенных сигналах (рис. 2.5, *е*, *ж*) Так как *ЭК* разделяет компоненты U_R и U_B, любые отражения в УЛЗ не могут вызвать перекрестных искажений. Вместе с тем используемый в схеме коммутатор проще стандартного, имеющего два входа и два выхода. Поэтому в нем удается обеспечить меньшие паразитные связи. Удорожание канала, вызванное использованием двух УЛЗ вместо одной, уменьшается по мере совершенствования тех-

нологии и окупается существенным повышением качества изображения.

Рассмотренная схема использована в одном из декодеров для студийного видеоконтрольного устройства, разработанном французской фирмой «Томсон». Американская фирма «Тектроникс», развивая идею канала цветности с двумя УЛЗ, предложила использовать несколько линий задержки [2.7], которые с помощью специальных коммутаторов поочередно на нескольких последовательных строках вводятся в канал задержки. Это позволяет устранить влияние отражений высших порядков, поскольку пауза между двумя строками, во время которых на данную УЛЗ поступает сигнал, увеличивается во столько раз, сколько УЛЗ используется в канале.

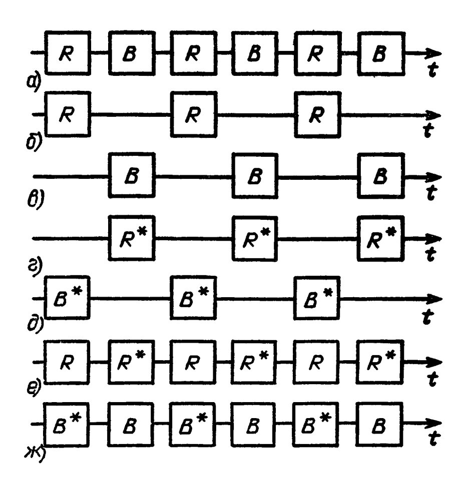


Рис. 2.5. Эпюры сигналов в схеме на рис. 2.4

Канал цветности с амплитудным модулятором. В 1972 г. американской фирмой РКА был предложен канал цветности СЕКАМ, структурная схема которого приведена на рис. 2.6 [2.8]. После *КВП* и ограничителя *АО* сигнал цветности демодулируется одиночным частотным детектором *ЧД*. Нулевая частота детектора перестраивается подсоединением на каждой второй строке с помощью ключа *К* дополнительного конденсатора *С* так, что уровни черного в чередующихся демодулированных сигналах E'_{R-Y} и E'_{B-Y} становятся одинаковыми. Эти сигналы в модуляторе *М* повторно модулируют по амплитуде высокочастотный синусоидальный сигнал от генератора *Г*, лежащий в полосе пропускания *УЛЗ*. Коммутатор разделяет составляющие U_R и U_B прямого и задержанного сигналов, а *АД1* и *АД2* демодулируют разделенные и повторяющиеся на каждой строке цветоразностные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Электронный коммутатор и ключ *К* управляются напряжением полустрочной частоты от триггера *СТ*, ведомого строчными импульсами. В канале используются только один амплитудный ограничитель и один частотный детектор. Искажения, создаваемые интерференцией двух АМ сигналов, вызванной паразитными связями в *ЭК*, значительно меньше заметны на изображении, чем перекрестные искажения двух *ЧМ* сигналов при том же качестве коммутатора. Это объясняется тем, что частота АМ сигнала постоянна и интерференция не создает биений, а лишь несколько меняет амплитуду сигнала. Канал цветности с амплитудным модулятором использован в микросхемах ТДА3030 фирмы «Моторола», ТДА3590 фирмы «Филипс» и в отечественной микросхеме КР1021ХА3.

Канал цветности с использованием ПЗС. По мере совершенствования технологии микросхем приборы с зарядовой связью (ПЗС) все

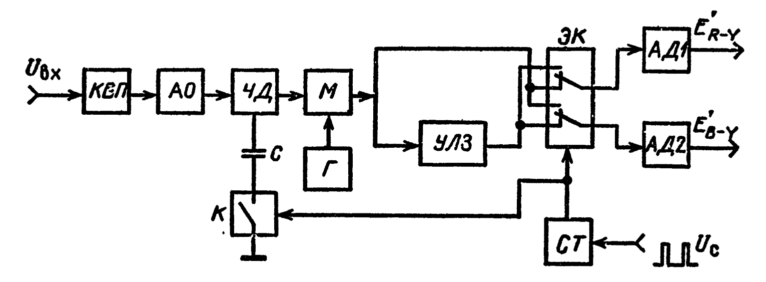


Рис. 2.6. Функциональная схема канала цветности с амплитудным модулятором

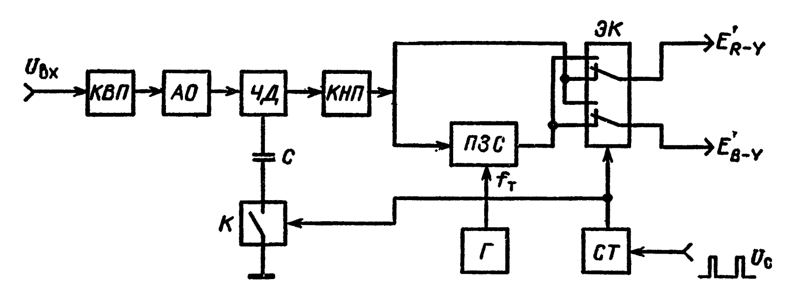


Рис. 2.7. Функциональная схема канала цветности с использованием ПЗС

шире используются в различных областях радиотехники в качестве устройств задержки и приемников изображения. Имеется обширная литература, посвященная принципам работы и конструкции различных типов ПЗС, например [2.9, 2.10 и др.]. Работа двухтактного ПЗС будет рассмотрена далее. Остановимся только на способах использования ПЗС в канале цветности.

Так как ПЗС обеспечивает задержку сигнала, он может заменить УЛЗ. На рис. 2.7 показана простейшая функциональная схема канала цветности СЕКАМ с ПЗС [2.8]. Сигнал цветности проходит *КВП*, *АО*, одиночный *ЧД*, нулевая частота которого перестраивается от строки к строке ключом *К*, *КНП* и поступает на входы *ЭК* — на один непосредственно, а на второй через *ПЗС*, на который подан сигнал тактовой частоты от генератора *Г*. Прибор с зарядовой связью включен после *ЧД*, поскольку его АЧХ эквивалентна АЧХ *ФНЧ*. В *ПЗС* осуществляется дискретизация задерживаемого аналогового сигнала, т. е. он преобразуется в последовательность отсчетов (выборок), отстоящих друг от друга на интервалы времени $1/f_т$, где $f_т$ — тактовая частота. В соответствии с теоремой Котельникова тактовая частота должна по крайней мере в 2 раза превышать высшую частоту сигнала. Для обеспечения требуемой задержки τ (64 мкс) число элементов N, входящих в цепь *ПЗС*, должно быть

$$N = 2\tau f_т . \qquad (2.1)$$

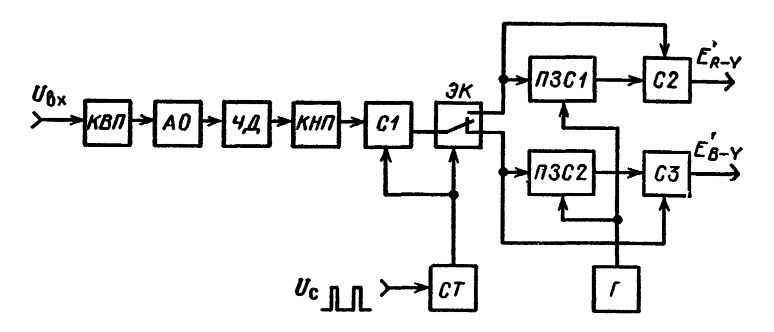


Рис. 2.8. Функциональная схема канала цветности на двух ПЗС

Возможен второй вариант функциональной схемы, приведенный на рис. 2.8 [2.11]. Сигнал, демодулированный одиночным *ЧД*, проходит *КНП* и сумматор *С1*, где выравниваются уровни черного сложением сигнала с меандром полустрочной частоты. Коммутатор *ЭК* разделяет составляющие E'_{R-Y} и E'_{B-Y}, которые задерживаются на время строки двумя отдельными *ПЗС* (*ПЗС1* и *ПЗС2*). В сумматорах *С2* и *С3* задержанные сигналы складываются с прямыми, образуя две непрерывные последовательности.

Применение двух линий задержки на *ПЗС* позволяет построить двухстандартный канал цветности СЕКАМ/ПАЛ.

Следует отметить, что на *ПЗС* могут быть выполнены не только линии задержки, но и большинство других узлов декодера — полосовые и режекторные фильтры, матричные схемы и даже частотные и фазовые детекторы. Тем самым существует возможность реализации всего декодера в виде единой аналоговой микросхемы на базе *ПЗС*, обеспечивающей дискретную обработку аналогового сигнала.

Цифровой канал цветности. До недавнего времени считалось, что цифровая обработка сигнала в телевизоре — дело далекого будущего, когда цифровым станет телевизионное вещание. Поэтому цифровые методы находили применение только во вспомогательных узлах телевизора, таких, как блок управления. В 1981 г. фирма ИТТ разработала комплект БИС, обеспечивающий в телевизоре цифровую обработку видеосигнала ПАЛ, сигнала звукового сопровождения и формирование сигналов разверток [2.12]. Аналоговыми остались только радиоканал до выхода видеодетектора, матрица *RGB*, выходные видеоусилители и оконечные каскады разверток. Применение цифровой обработки сигналов позволило уменьшить количество настраиваемых элементов, таких, как контура и потенциометры, обеспечило стабильность и высокую повторяемость параметров, упростило регулировку телевизора на заводе. Все блоки телевизора управляются встроенным микропроцессором, что позволит применить автоматическую перестройку параметров тракта в зависимости от качества принимаемого сигнала.

В 1984 г. фирма ИТТ сообщила о разработке микросхемы SPU 2220 цифрового процессора сигнала СЕКАМ [2.13]. Функциональная схема этого процессора приведена на рис. 2.9 [2.14]. Цифровой сигнал цветности с выхода полосового фильтра поступает на цифровой *КВП*, а затем на корректор *К*. Корректор имеет линейную ФЧХ. Амплитудно-частотная характеристика корректора в полосе частот сигнала цветности имеет линейный участок, наклон которого может меняться коман-

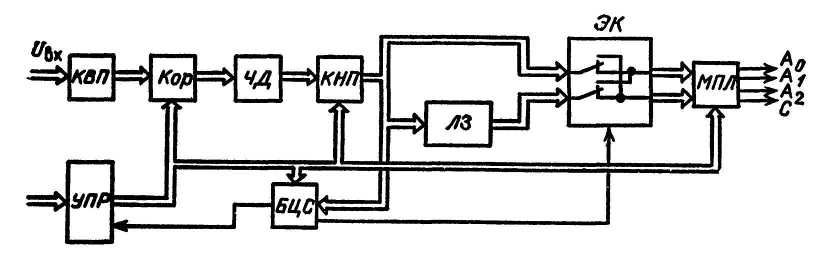


Рис. 2.9. Функциональная схема цифрового процессора-сигнала СЕКАМ SPU2220 фирмы ИТТ

дой по цифровой шине управления. Это позволяет компенсировать искажения АЧХ канала связи.

С выхода этого корректора цифровой сигнал цветности, двоичные слова в котором содержат 14 бит, демодулируется с помощью цифрового *ЧД*. На выходе *ЧД* после *КНП* выделяется цифровой цветоразностный сигнал с длиной слов 8 бит, в котором составляющие E'_{R-Y} и E'_{B-Y} чередуются по строкам. Корректор низкочастотных предыскажений *КНП* управляется по цифровой шине. При этом меняется его *АЧХ* в области верхних частот. В сигнале, прошедшем *КНП*, выравниваются уровни черного в строках *R—Y* и *B—Y*. Затем с помощью цифровой линии задержки на время строки *ЛЗ* и электронного коммутатора *ЭК* получают два одновременных цветоразностных сигнала, которые поступают на мультиплексор *МПЛ*, передающий два шестиразрядных сигнала по четырем проводам, один из которых используется для синхронизирующего сигнала. Применение мультиплексора, сокращающего число выводов микросхемы, возможно потому, что цепи после *ЧД* управляются тактовой частотой 4,43 МГц, а основной тактовый сигнал имеет частоту 4·4,43=17,734 МГц. Цифровой *БЦС* вырабатывает напряжение $E_{упр}$ для включения канала и меандр напряжения полустрочной частоты, подаваемый на *ЭК*. Блок управления *УПР* связывает устройство с центральным процессором телевизора. Каких-либо публикаций по устройству узлов рассмотренной микросхемы нет.

В 1987 г. появилось сообщение о разработке комплекта цифровых телевизионных микросхем фирмой «Филипс» [2.15]. В состав комплекта входит процессор СЕКАМ SAA9050. Функциональная схема процессора близка к схеме ИТТ. Принципиальным отличием является использование стандартной тактовой частоты 13,5 МГц.

На рис. 2.10 приведена функциональная схема упрощенного цифрового канала цветности СЕКАМ, в котором используется аналоговый частотный детектор [2.16]. Выделяющиеся на выходе аналогового *ЧД* чередующиеся по строкам цветоразностные сигналы проходят корректор низкочастотных предыскажений *КНП* и поступают на аналого-цифровой преобразователь *АЦП*. Для обработки цветоразностных сигналов число разрядов *АЦП* может быть сокращено до шести, что существенно удешевляет его. Цифровые цветоразностные сигналы поступают на вход блока цветовой синхронизации *БЦС*, для управления которым используется различие уровней черного в строках *R—Y* и *B—Y*. Эти же сигналы проходят в сумматор *C1*, где складываются с меандром напряжения от триггера *СТ*, что позволяет выравнять уровни черного. Затем цветоразностные сигналы задерживаются на время строки в блоке па-

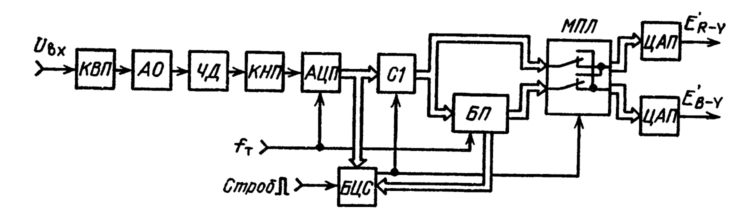


Рис. 2.10. Функциональная схема цифрового процессора сигнала СЕКАМ с аналоговым частотным детектором

мяти *БП* в виде оперативного запоминающего устройства *ОЗУ*. В этом же блоке хранится информация об уровне черного, необходимая для работы *БЦС* и устройства фиксации. Цифровые сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y} из прямого и задержанного каналов разделяются мультиплексором *МПЛ* и с помощью двух *ЦАП* переводятся в аналоговую форму. На *АЦП* и *БП* подан тактовый сигнал с частотой одной из немодулированных поднесущих (4,25 МГц). Исследования рассмотренного канала цветности показали, что даже перевод лишь части узлов канала СЕКАМ на цифровую обработку сигнала позволяет существенно повысить качество цветного изображения. Причины этого следующие:

исключается УЛЗ, что устраняет мешающие эхо-сигналы;

полностью устраняются перекрестные искажения по поднесущим, которые в аналоговых каналах можно ослабить только в известной степени;

обеспечиваются высокая точность задержки и идентичность формы прямого и задержанного сигналов, что улучшает форму цветовых переходов;

легко фиксируются уровни черного в цветоразностных сигналах, что исключает влияние нестабильности нулевой частоты частотного детектора на баланс белого;

сокращается число регулировочных элементов.

2.2. Основные узлы канала цветности СЕКАМ

2.2.1. Цепь коррекции высокочастотных предыскажений

Высокочастотные предыскажения (ВП) в кодере создаются фильтром, который максимально ослабляет амплитуду поднесущей на частоте $f_0=4{,}286$ МГц. Предыскажения улучшают шумовые параметры системы и снижают заметность цветовой поднесущей на неокрашенных участках изображения. Для компенсации этих предыскажений в приемнике предусмотрен специальный корректирующий фильтр КВП, имеющий АЧХ, комплексно сопряженную с АЧХ *ВП* (1.27), т. е.

$$\dot{A}_{квп}(\nu) = 1/\dot{A}_{вп}(\nu) = (1 + j1{,}26\nu)/(1 + j16\nu). \qquad (2.2)$$

Модуль коэффициента передачи КВП, выраженный в децибелах, имеет вид:

$$A_{квп}(\nu) = 10\lg \frac{1 + 1{,}58\nu^2}{1 + 256\nu^2}. \qquad (2.3)$$

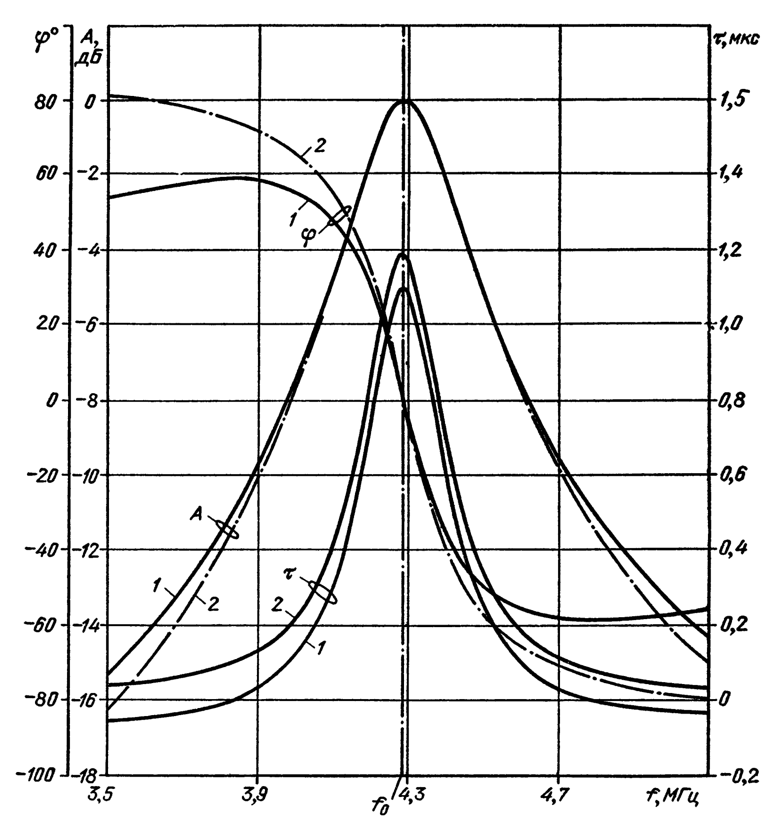


Рис. 2.11. Характеристики аналогового корректора высокочастотных предыскажений:

1 — точный фильтр; *2* — колебательный контур, имеющий $Q=16$

На рис. 2.11 показан график этой зависимости (кривая *A1*). Фазочастотная характеристика КВП (кривая φ_1 на рис. 2.11) выражается зависимостью

$$\varphi_{квп}(\nu) = \operatorname{arctg} \frac{14,74\nu}{1+20,16\nu^2}. \qquad (2.4)$$

Она отличается от (1.28) только знаком. Если КВП настроен точно, предыскажения корректируются: $\dot{A}_{вп}(\nu)\dot{A}_{квр}(\nu)=1$. При этом амплитуда сигнала цветности на выходе КВП становится независимой от частоты (рис. 2.12, *а*). Искажения в демодулированном сигнале оказываются минимальными (рис. 2.12, *б*). Если АЧХ КВП не точно соответствует закону (2.2), например, имеется расстройка по частоте, то коррекция ВП нарушается. Сигнал цветности на выходе КВП приобретает амплитудную модуляцию (рис. 2.13, *а*), а на цветовых переходах демодули-

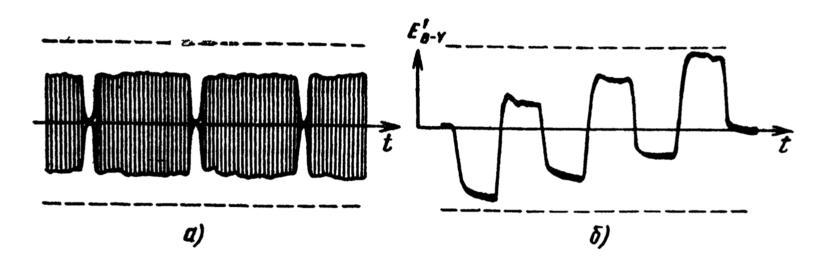


Рис. 2.12. Формы сигналов при точной настройке КВП:
а — сигнал цветности; *б* — цветоразностный сигнал E'_{B-Y}

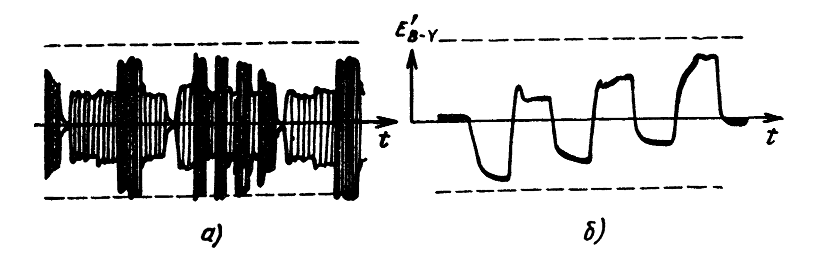


Рис. 2.13. Формы сигналов при расстройке КВП по частоте 100 кГц:
а — сигнал цветности; *б* — цветоразностный сигнал E'_{B-Y}

рованных сигналов появляются выбросы (рис. 2.13, *б*), которые проявляются на изображении в виде цветных окантовок.

Фазовые искажения удобно оценивать с помощью характеристики группового времени задержки (ГВЗ): $\tau(f) = -\dfrac{d\varphi}{d\omega}$. Для получения характеристики ГВЗ находят производную по частоте от выражения для ФЧХ.

Продифференцировав по частоте выражение (2.4), найдем характеристику ГВЗ для КВП:

$$\tau_{квп}(f) = \frac{1}{2\pi}\left(\frac{f_0}{f^2} + \frac{1}{f_0}\right)\frac{14{,}74\,(1 - 20{,}16\nu^2)}{217{,}267\nu^2 + (1 + 20{,}16\nu^2)^2}. \quad (2.5)$$

График этой функции приведен на рис. 2.11 (кривая τ_1). Сквозная характеристика ГВЗ фильтров ВП и КВП совпадает с осью частот. При этом искажения отсутствуют, а в сигнал не вносится дополнительная задержка.

При сдвиге характеристики ГВЗ фильтра КВП вдоль оси τ без изменения ее формы все гармоники сигнала смещаются на одинаковые интервалы времени. При этом переходная характеристика не искажается. Такой сдвиг характеристики ГВЗ эквивалентен повороту ФЧХ КВП вокруг начала координат на некоторый угол $\Delta\varphi$. Если разность между характеристиками ГВЗ ВП и КВП неодинакова в диапазоне частот, то гармоники, образующие сигнал, сдвигаются относительно друг друга,

что искажает переходную характеристику. Таким образом, критерием уровня искажений, создаваемых фильтром КВП, является неравномерность $\Delta\tau$ разности в рабочей полосе частот характеристики ГВЗ исследуемого фильтра и характеристики, заданной формулой (2.5).

В большинстве приемников СЕКАМ в качестве КВП используется резонансный контур. Его АЧХ аппроксимируется выражением

$$\dot{A}_к(\nu) = 1/(1 + jQ\nu). \tag{2.6}$$

Модуль этого выражения

$$|A_к(\nu)| = 10 \lg [1/(1 + Q^2 \nu^2)]. \tag{2.7}$$

Фазо-частотная характеристика контура имеет вид

$$\varphi_к(\nu) = \operatorname{arctg} Q\nu. \tag{2.8}$$

Наконец, характеристика ГВЗ контура описывается выражением

$$\tau_к(\nu) = \frac{1}{2\pi}\left(\frac{f_0}{f^2} + \frac{1}{f_0}\right)\frac{Q}{1 + Q^2 \nu^2}. \tag{2.9}$$

Амплитудно-частотная характеристика контура (график *А2* на рис. 2.11) при Q около 16 почти совпадает с АЧХ КВП.

Фазо-частотная характеристика контура (график φ_2 на рис. 2.11) не имеет максимума и минимума. В соответствии с этим характеристика ГВЗ контура (график τ_2 на рис. 2.11) не пересекает ось частот.

Представляет интерес определить, при какой добротности контура искажения, вносимые в сигнал, получаются минимальными. Меняя значение Q, находим разность $\tau_к(f) - \tau_{квп}(f)$, которая определяет задержку сигнала, а также неравномерность $|\Delta\tau|$ в полосе частот 3,9...4,7 МГц этой разности, от которой зависят искажения переходной характеристики. Полученные графики приведены на рис. 2.14. Изменение Q в пределах 15,85...16,05 мало меняет $|\Delta\tau|$, которая при этом не выходит за пределы 16,6 нс (график *1*). В соответствии с имеющимися публикациями [2.17] такая неравномерность характеристики ГВЗ безусловно допустима и не создает сколько-нибудь заметных искажений на экране телевизора.

Использование в качестве КВП резонансного контура вызывает дополнительную задержку сигнала на 80...100 нс в зависимости от значения добротности контура (график *2*).

Таким образом, замена точного КВП резонансным контуром практически не вносит искажений в сигнал цветности, но увеличивает его задержку. Поэтому, применяя ту или иную схему КВП, можно регулировать точность совмещения во времени сигналов яркости и цветности.

Если КВП выполняется в виде параллельного контура, то он включается в коллекторную

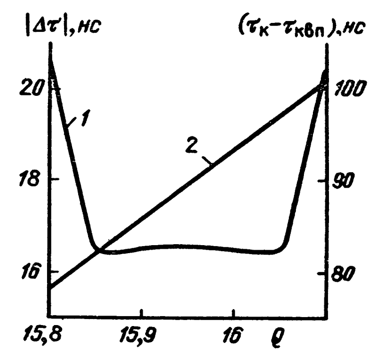


Рис. 2.14. Влияние добротности КВП в виде резонансного контура на точность аппроксимации характеристики ГВЗ:

1 — неравномерность $|\Delta\tau|$ разности ГВЗ; *2* — изменение задержки сигнала $(\tau_к - \tau_{квп})$

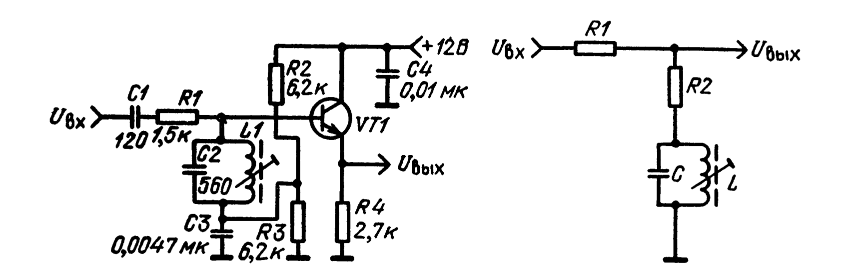


Рис. 2.15. Корректор высокочастотных предыскажений в виде параллельного колебательного контура

Рис. 2.16. Электрическая схема КВП, обеспечивающего точную коррекцию

или базовую цепь транзисторного усилительного каскада, как это показано на рис. 2.15. Включение в базовую цепь предпочтительно, так как при этом снижается влияние зависимой от амплитуды сигнала выходной проводимости транзистора. Резистор $R1$ обеспечивает получение требуемой добротности контура. Источник сигнала должен быть низкоомным (эмиттерный повторитель).

Электрическая схема точного КВП отличается от схемы КВП с контуром только введением дополнительного резистора ($R2$ на рис. 2.16). Коэффициент передачи такого фильтра описывается выражением

$$\dot{A}(\nu) = \frac{1 + j\dfrac{R2Q}{R1 + R_{oe}}\nu}{1 + j\dfrac{(R1 + R2)Q}{R_{oe} + R1 + R2}\nu} . \qquad (2.10)$$

Для компенсации предыскажений достаточно, чтобы $R2Q/(R2+R_{oe}) = 1{,}26$ и $(R1+R2)Q/(R_{oe}+R1+R2) = 16$.
Отсюда

$$R2 = \frac{\rho Q}{0{,}7936Q - 1}, \qquad (2.11)$$

$$R1 = \frac{16\rho Q}{Q - 16} - R2. \qquad (2.12)$$

Для удобства эти зависимости представлены на рис. 2.17 в виде номограмм. По горизонтали оси графиков отложены емкости C контура в пикофарадах. По графику L для выбранного C находим значение индуктивности контура в микрогенри. Группы графиков $R1$ и $R2$ дают значения резисторов для разных добротностей Q. Уравнения (2.11) и (2.12) действительны для $Q > 16$.

Пусть $C = 390$ пФ, $Q = 40$. Из номограмм находим: $L = 3{,}5$ мкГн; $R1 = 2{,}4$ кОм; $R2 = 125$ Ом. Точный фильтр КВП может быть выполнен и на базе последовательного контура. Схема такого фильтра дана на рис. 2.18. Он представляет собой усилительный каскад с частотно-зависимой отрицательной обратной связью. Коэффициент передачи каскада в первом приближении

$$\dot{A}(\nu) = R3/\dot{Z}(\nu), \text{ где } \dot{Z}(\nu) = \frac{R1\,R2\,(1 + jQ\nu)}{R1 + R2 + jR2Q\nu};$$

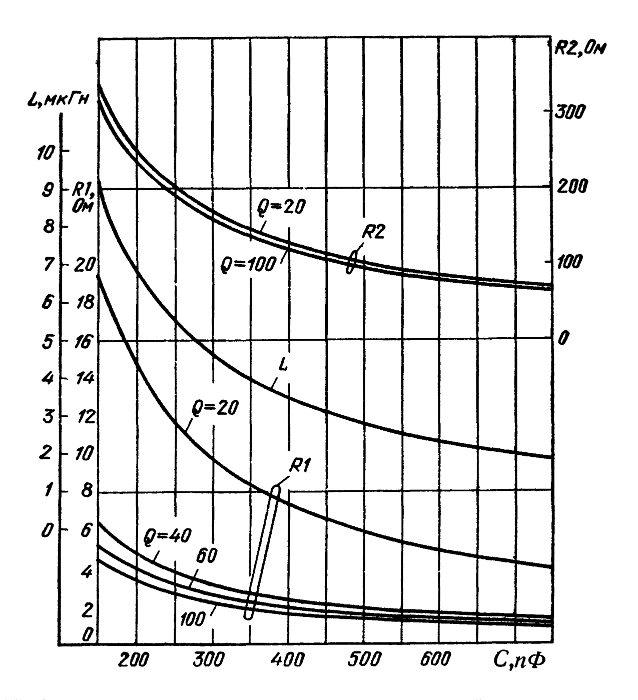


Рис. 2.17. Номограммы для определения значений элементов точного КВП

$$\dot{A}(\nu) = \frac{R3\,(R1 + R2 + jR2Q\nu)}{R1\,R2\,(1 + jQ\nu)} =$$

$$= \frac{R3\,(R1 + R2)}{R1\,R2}\,\frac{1 + j\,\dfrac{R2}{R1 + R2}\,Q\nu}{(1 + jQ\nu)}.$$

Коррекция будет обеспечиваться, если $Q=16$, $R2Q/(R1+R2)=1{,}26$. Отсюда

$$R2 = 0{,}0854R1; \qquad (2.13)$$

$$\omega_0\,L/R2 = 16; \quad L = 0{,}594R2, \text{ мкГн}. \qquad (2.14)$$

В состав $R2$ при расчете включены и потери r в индуктивности. Зная начальную добротность контура Q_0, находим

$$r = \omega_0\,L/Q_0 = 26{,}92L/Q_0, \qquad (2.15)$$

где L — в микрогенри.

Номинал резистора $R2$ уменьшают на значение r.

Пусть, например, $R1=820$ Ом, $Q_0=80$. Тогда $R2=0{,}0854\cdot820=$ $=70$ Ом, $L=0{,}594$, $R2=41{,}6$ мкГн, $r=26{,}92\cdot41{,}6/80=14$ Ом, $R2-r=$ $=56$ Ом.

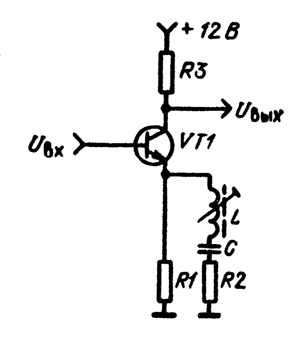


Рис. 2.18. Корректор высокочастотных предыскажений с частотно-зависимой отрицательной обратной связью

Резистор $R2$ в точном КВП уменьшает подавление низкочастотных составляющих сигнала яркости. Поэтому перед таким каскадом желательно включить полосовой фильтр.

Настройка КВП в приемнике осуществляется с определенной погрешностью как по резонансной частоте (Δf), так и по добротности (ΔQ). В [2.18] показано, что качество изображения оценивается как удовлетворительное при $\Delta f \leqslant \pm 50$ кГц и $\Delta Q \leqslant \pm \pm 1$. Стандартом [2.19] нормировалась остаточная модуляция сигнала цветности на выходе КВП. Коэффициент остаточной модуляции (в процентах):

$$M = \frac{2(A - B)}{A + B} 100$$

не должен превышать 10 %. Здесь A — максимальная, а B — минимальная, амплитуда поднесущей. Такой допуск соответствует расстройке фильтра КВП примерно на ± 10 кГц.

Рассмотрим особенности построения КВП для канала цветности с дискретной (например, цифровой) обработкой сигнала. Коэффициент передачи аналогового КВП (2.2) можно представить следующей зависимостью:

$$A(\nu) = \frac{1 + j1{,}26\nu}{1 + j16\nu} = \frac{1 + jm\nu}{1 + jn\nu} = \frac{1 + jm\dfrac{\omega}{\omega_0} - jm\dfrac{\omega_0}{\omega}}{1 + jn\dfrac{\omega}{\omega_0} - jn\dfrac{\omega_0}{\omega}}.$$

Обозначив $p = j\omega/\omega_0$, получим:

$$A(p) = \frac{1 + mp + m/p}{1 + np + n/p}. \qquad (2.16)$$

Чтобы найти выражение для коэффициента передачи эквивалентного цифрового фильтра, управляемого сигналом тактовой частоты $f_т$, производят замену переменных (билинейное преобразование [2.20]):

$$p = l\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}. \qquad (2.17)$$

где $l = \mathrm{ctg}\, \pi f_0/f_т$ (для $f_т/f_0 \gg 1$).

Преобразование (2.17) сводится к тому, что левая полуплоскость комплексной плоскости p отображается в виде круга единичного радиуса в комплексной плоскости z.

Подставив значение p в (2.16), получим:

$$A(z)=\frac{m+l\dfrac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}+ml^2\dfrac{(1-z^{-1})^2}{(1+z^{-1})^2}}{n+l\dfrac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}+nl^2\dfrac{(1-z^{-1})^2}{(1+z^{-1})^2}}=$$

$$=\frac{m(1+z^{-1})^2+l(1-z^{-1})(1+z^{-1})+ml^2(1-z^{-1})^2}{n(1+z^{-1})^2+l(1-z^{-1})(1+z^{-1})+nl^2(1-z^{-1})^2}=$$

$$=A_0\frac{1+az^{-1}+cz^{-2}}{1+bz^{-1}+dz^{-2}}, \qquad (2.18)$$

где

$$A_0=\frac{m+l+ml^2}{n+l+nl^2};\quad a=\frac{2m(1-l^2)}{m+l+ml^2};$$

$$b=\frac{2n(1-l^2)}{n+l+nl^2};\quad c=\frac{m-l+ml^2}{m+l+ml^2};$$

$$d=\frac{n-l+nl^2}{n+l+nl^2}$$

— коэффициенты цифрового фильтра. Алгоритм цифрового КВП имеет вид:

$$U_{вых}(t)=A_0U_{вх}(t)+A_0aU_{вх}(t-\tau)+A_0cU_{вх}(t-2\tau)-bU_{вых}(t-\tau)-$$
$$-dU_{вых}(t-2\tau). \qquad (2.19)$$

Выходной сигнал определяется не только отсчетами входного сигнала, но и зависит также от значений выходного сигнала в предшествующие моменты. Цифровые фильтры такого типа называют рекурсивными.

Точность коэффициентов, получаемых путем билинейного преобразования, будет тем большей, чем больше отношение $f_т/f_0$. В данном случае это отношение невелико и погрешности вычисления коэффициентов получаются значительными. Поэтому для сближения характеристик цифрового КВП с характеристиками аналогового прототипа удобно провести оптимизацию значений коэффициентов. Варьируя значения коэффициентов фильтра, добиваются в заданном диапазоне частот наибольшего совпадения характеристик цифрового и аналогового КВП.

Возможны два пути оптимизации. Первый состоит в том, что с помощью алгоритма (2.19) находят временну́ю зависимость выходного сигнала при

$$U_{вх}(t)=\sin(2\pi fiT),$$

где T — период тактовой частоты; i — номер отсчета. Меняя i от 0 до k, где k должно быть достаточно большим, чтобы исключить влияние переходного процесса включения сигнала, вычисляют установившееся значение амплитуды выходного сигнала и его фазовый сдвиг по отношению к входному. Повторяя вычисления для разных f, определяют АЧХ и ФЧХ цифрового фильтра.

Более простой метод моделирования состоит в том, что в выражение $A(z)$ вместо z^{-n} подставляют $e^{-jn\omega\tau}$ и производят преобразова-

ния по формуле Эйлера. Тогда выражение (2.18) принимает вид:

$$A(\omega) = A_0 \frac{1 + ae^{-j\omega\tau} + ce^{-j2\omega\tau}}{1 + be^{-j\omega\tau} + de^{-j2\omega\tau}} =$$

$$= A_0 \frac{1 + a\cos\omega\tau - ja\sin\omega\tau + c\cos 2\omega\tau - j\sin 2\omega\tau}{1 + b\cos\omega\tau - jb\sin\omega\tau + d\cos 2\omega\tau - jd\sin 2\omega\tau}.$$

Выполнив преобразования, находим выражения для модуля и фазы коэффициента передачи:

$$|A(\omega)| = A_0 |A_1(\omega)| =$$

$$= A_0 10\lg\left\{\frac{[1 - c + (a + 2c\cos\omega\tau)\cos\omega\tau] + [(a + 2c\cos\omega\tau)\sin\omega\tau]^2}{[1 - d + (b + 2d\cos\omega\tau)\cos\omega\tau]^2 + [(b + 2d\cos\omega\tau)\sin\omega\tau]^2}\right\} \tag{2.20}$$

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\frac{(P_1 + P_2\cos\omega\tau)\sin\omega\tau}{P_3 + P_4\cos\omega\tau + P_5\cos^2\omega\tau} = \operatorname{arctg}\frac{M}{N}. \tag{2.21}$$

Здесь: $A_0 = 1/|A_1(\omega_0)|$; $P_1 = b(1-c) - a(1-d)$; $P_2 = 2(d-c)$; $P_3 = (1-c)(1-d) + ab$; $P_4 = a(1+d) + b(1+c)$; $P_5 = 2(c+d)$.

Дифференцируя (2.21) по ω, определяем характеристику ГВЗ:

$$\tau(\omega) = -\frac{1}{f_{\text{т}}}\frac{(P_1\cos\omega\tau + P_2\cos 2\omega\tau)N + (P_4\sin\omega\tau + P_5\sin 2\omega\tau)M}{M^2 + N^2}. \tag{2.22}$$

В прилож. 14 приведена программа для расчета характеристик цифрового КВП.

Структура КВП существенно зависит от значения тактовой частоты.

Если выбрать тактовую частоту равной учетверенному значению центральной частоты КВП $f_{\text{т}} = 4f_0 = 4\cdot 4{,}286$ МГц$=17{,}144$ МГц, то $l = \operatorname{ctg}\frac{\pi}{4} = 1$. При этом $a = b = 0$ и выражения для характеристик КВП несколько упрощаются.

В ряде случаев приходится выбирать $f_{\text{т}} \neq 4f_0$. Демодуляция цифрового сигнала ПАЛ упрощается, если $f_{\text{т}} = 4\cdot 4{,}4336$ МГц$=17{,}734$ МГц. Для сигнала СЕКАМ это соответствует $f_{\text{т}} > 4f_0$. Наконец, в цифровом телевизоре может быть применен тактовый сигнал со стандартной для видеоустройств частотой $f_{\text{т}} = 13{,}5$ МГц. Тогда $f_{\text{т}} < 4f_0$.

В прилож. 15 дана программа, которая позволяет для заданной тактовой частоты находить оптимальные значения коэффициентов КВП. Критерием служит сведение к минимуму неравномерности в заданной полосе частот разности $\Delta\tau$ между характеристиками ГВЗ цифрового фильтра и аналогового прототипа. Для $f_{\text{т}} = 13{,}5$ МГц и полосы частот 3,9...4,7 МГц оптимальные значения коэффициентов составляют $a = 0{,}199882$; $b = 0{,}771392$; $c = 0{,}201594$; $d = 0{,}882737$. При этом неравномерность $\Delta\tau$ в выбранной полосе частот не превышает $+0{,}5$; $-0{,}2$ нс (рис. 2.19, *б*).

Характеристики КВП для оптимальных значений коэффициентов отмечены на рис. 2.19, *а* цифрами 2. Отклонение АЧХ оптимального фильтра в полосе частот 3,9...4,7 составляет $\pm 0{,}2$ дБ.

Если тактовая частота равна 17,734 МГц, то оптимальные значения коэффициентов меняются: $a = -0{,}25$; $b = -0{,}101$; $c = 0{,}125$; $d = 0{,}909$. На-

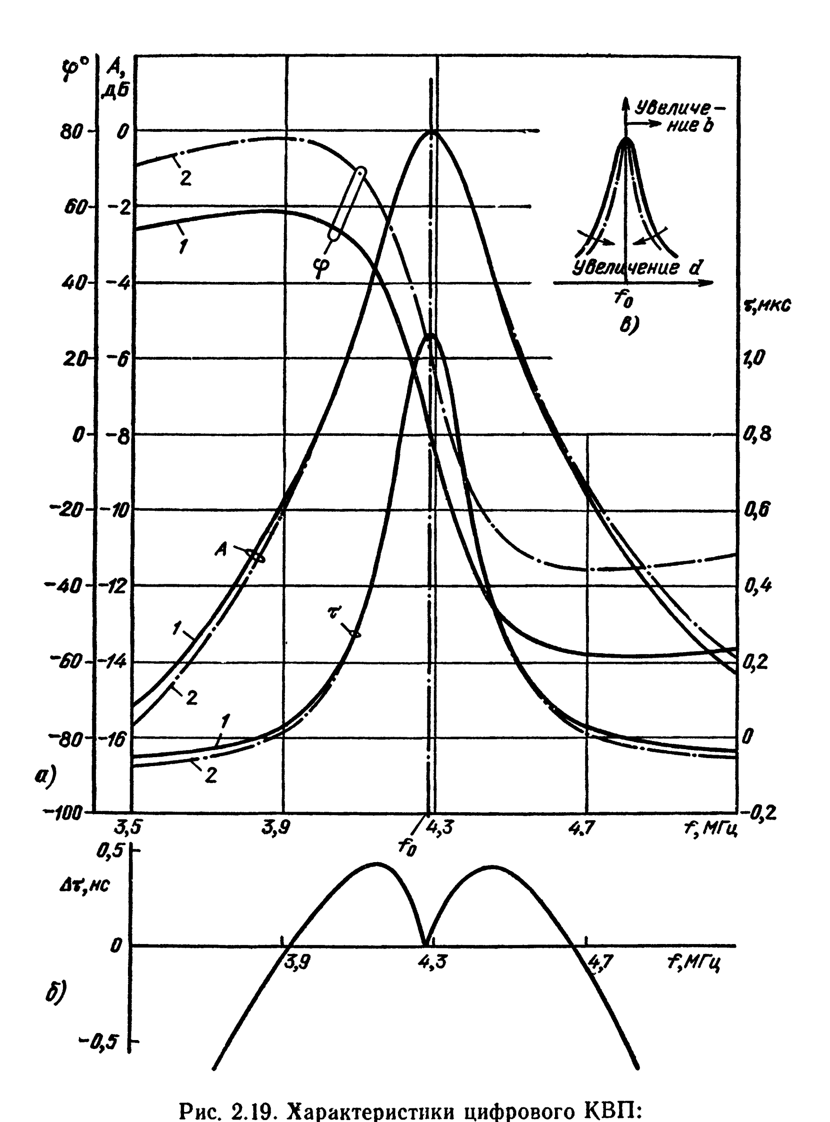


Рис. 2.19. Характеристики цифрового КВП:

а — аналоговый прототип (*1*), цифровой КВП (*2*) для a=0,199882, b=0,771392, c=0,201594, d=0,882737; *б* — неравномерность Δτ; *в* — влияние на АЧХ коэффициентов рекурсивной ветви

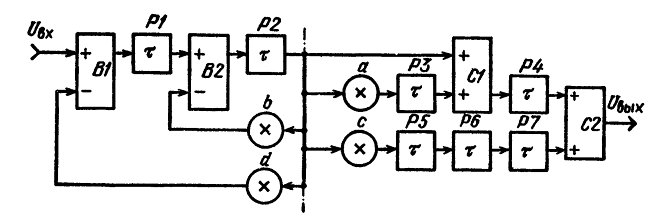


Рис. 2.20. Функциональная схема цифрового КВП

конец, если $f_т=17{,}144$ МГц, $a=-0{,}1417$; $b=0$; $c=0{,}290058$; $d=0{,}906461$.

В [2.21] близкие к приведенным значениям оптимальных коэффициентов для $f_т=13{,}5$ МГц найдены аналитически методом так называемого согласованного билинейного преобразования. Недостаток этого метода состоит в том, что он дает естественное решение. Между тем при практическом выполнении КВП иногда удобно принять для одного или двух коэффициентов фиксированные значения, упрощающие реализацию фильтра, а затем находить значения остальных коэффициентов, обеспечивающие минимальные искажения. Например, выполнение КВП существенно упрощается, если принять $a=c=0$. Рассмотренный метод оптимизации дает в этом случае для $f_т=13{,}5$ МГц; $b=0{,}772243$; $d=0{,}882265$. В полосе частот 3,9...4,7 МГц $\Delta\tau\leqslant9$ нс.

Наибольшее влияние на характеристики КВП оказывают коэффициенты рекурсивной ветви b и d. Коэффициент b меняет частоту максимума АЧХ (рис. 2.19). При $b=0$ максимум лежит на частоте $f_т/4$. Когда $b>0$, $f_0>f_т/4$, наконец, когда $b<0$, $f_0<f_т/4$. Коэффициент d влияет на полосу пропускания фильтра. Увеличение d приводит к обострению АЧХ.

На рис. 2.20 дана функциональная схема КВП, соответствующая алгоритму (2.19). Сигнал задерживается параллельными регистрами *P1—P7*. Схему фильтра можно разделить на две части. Одна из них (справа от штрихпунктирной линии) соответствует нерекурсивной части алгоритма (числитель формулы (2.18)). Вторая, содержащая арифметические устройства *B1*, *B2* и умножители на коэффициенты b и d, отображает рекурсивную часть алгоритма (знаменатель формулы (2.18)).

Умножение на коэффициенты a и c в нерекурсивной части можно осуществить путем нескольких сдвигов разрядов, суммирования или вычитания. Например, умножение на коэффициент 0,19 можно приближенно выполнить, суммируя сигнал, сдвинутый на три, на четыре и на семь разрядов: $2^{-3}+2^{-4}+2^{-7}=0{,}125+0{,}0625+0{,}0078125=0{,}1953125$. Так как сигналы в разных разрядах выходной шины сумматора появляются не одновременно, а с разной задержкой во времени, для исключения сбоев после каждого сумматора необходимо включить параллельный регистр, выравнивающий во времени фронты сигналов в разных разрядах шины. Регистр дает задержку сигнала на один такт. Поэтому чем выше точность формирования коэффициента умножителя, тем большей получается задержка сигнала. В нерекурсивной части фильтра это допустимо. В рекурсивной цепи время задержки сигнала должно быть вполне определенным — два такта для умножения на коэффициент d и один такт — для умножения на коэффициент b. С помощью сдвигов разрядов и суммирования выполнить это условие невозможно. Поэтому в рекурсивной ветви в качестве умножителей на коэффициенты обычно используют быстродействующие ПЗУ. При этом сигнал подается на адресные входы.

В работе [2.22] рассмотрено преобразование передаточной функции рекурсивного фильтра, которое позволяет выполнить умножители рекурсивной цепи в виде последовательности сдвигов разрядов и суммирования. Сущность преобразования состоит в том, что числитель и знаменатель выражения (2.18) умножают на полином l-й степени

$$m(z) = \sum_{k=0}^{l} m_k z^{-k}. \qquad (2.23)$$

Умножение увеличивает порядок числителя и знаменателя на l. При определенном выборе коэффициентов полинома удается исключить члены знаменателя с низкими степенями z. Например, если умножить числитель и знаменатель (2.18) на полином второй степени $1+m_1z^{-1}+$ $+m_2z^{-2}$, то после преобразований знаменатель примет вид:

$$1 + (b + m_1) z^{-1} + (d + bm_1 + m_2) z^2 + (dm_1 + bm_2) z^{-3} + dm_2 z^{-4}. \qquad (2.24)$$

При $m_1=-b$ и $m_2=b^2-d$ члены первой и второй степени становятся равными нулю и знаменатель упрощается:

$$1 + b(b^2 - 2d) z^{-3} + d(b^2 - d) z^{-4}.$$

В результате преобразования число звеньев задержки в ветвях рекурсивной цепи увеличивается на две, что повышает точность умножителей, выполненных в виде схем сдвига разрядов и сумматоров.

Недостаток метода состоит в том, что он дает единственное решение, которое может привести к неустойчивой работе фильтра, если хотя бы один полюс полинома выйдет за пределы единичной окружности. В частности, расчеты показали, что неустойчивым оказывается решение для стандартной тактовой частоты $f=13{,}5$ МГц.

В работе [2.23] предложено выбирать коэффициенты полинома так, чтобы коэффициенты рекурсивной ветви при низших степенях z могли принимать не только нулевые значения, но и значения, равные степеням двух. Это позволяет реализовать устойчивый фильтр при коэффициентах, близких к оптимальным.

Так, полагая в (2.24) $(b+m_1)=0$; $(d+bm_1+m_2)=2^{-1}$, для $f_т=$ $=13{,}5$ МГц и исходных значений коэффициентов $a=0$; $b=0{,}772243$; $c=$ $=0$; $d=0{,}882265$ получаем: $m_1=-b$, $m_2=0{,}5+b^2-d$.

Выражение для передаточной функции КВП принимает вид:

$$A(z) = \frac{1 - bz^{-1} + (0{,}5 + b^2 - d) z^{-2}}{1 + 0{,}5z^{-1} + b(0{,}5 + b^2 - 2d) z^{-3} + d(0{,}5 + b^2 - d) z^{-4}},$$

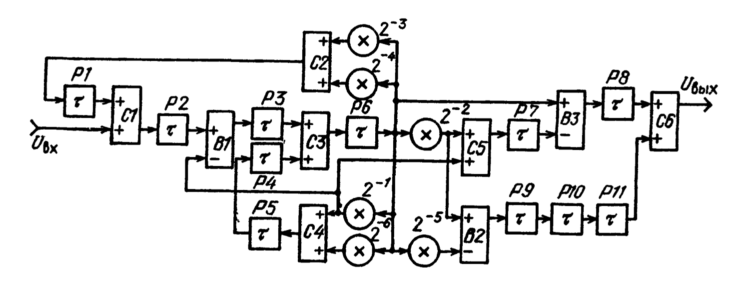


Рис. 2.21. Оптимизированная функциональная схема цифрового КВП на тактовую частоту 13,5 МГц

где $b=0{,}772243\approx 2^{-1}+2^{-2}=0{,}75$; $(0{,}5+b^2-d)=0{,}2140943\approx 2^{-2}-2^{-5}=0{,}21875$; $b(0{,}5+b^2-2d)=-0{,}51599\approx-(2^{-1}+2^{-6})=-0{,}515626$; $d(0{,}5+b^2-d)=0{,}188887\approx(2^{-3}+2^{-4})=0{,}1875$.

При таком выборе коэффициентов полюса полинома $z_{1,2}=0{,}386\pm\pm j0{,}254$ лежат внутри единичной окружности, а рекурсивная ветвь КВП может быть выполнена в виде устройств сдвигов разрядов и арифметических устройств.

Оптимизированная функциональная схема КВП приведена на рис. 2.21. Неравномерность $\Delta\tau$ разности ГВЗ в диапазоне частот 3,9...4,7 МГц для такого фильтра не превышает 9 нс, а отклонение АЧХ от требуемых значений составляет менее 0,12 дБ.

2.2.2. Амплитудный ограничитель

Амплитудные ограничители в канале цветности СЕКАМ, как и в любом канале связи с использованием ЧМ, служат для уменьшения влияния импульсных помех, непостоянства амплитуды входного сигнала и неравномерности АЧХ канала в полосе пропускания. В стандартном канале цветности СЕКАМ (рис. 2.1) применяются две ступени ограничения: первая после КВП и вторая на входах частотных детекторов.

Свойства амплитудного ограничителя можно характеризовать следующими параметрами.

Глубина ограничения сигнала. Это отношение номинальной амплитуды входного сигнала к амплитуде, соответствующей порогу ограничения. Глубина ограничения в канале цветности СЕКАМ выбирается около 25...30 дБ (обычная норма для размаха входного сигнал +6, —20 дБ номинального значения). Многокаскадные ограничители с большой глубиной ограничения, аналогичные тем, которые используют в канале звукового сопровождения, в данном случае непригодны, так как существенно повышают уровень шумов в выходном сигнале. Чтобы расширить диапазон амплитуд входного сигнала, не ухудшая отношение сигнал-шум, перед первым ограничителем включают устройство *АРУ*. Такое решение применено, например, в микросхемах TDA3520 и TDA3530.

Коэффициент подавления амплитудной модуляции. Он показывает, во сколько раз уменьшается паразитная амплитудная модуляция ЧМ сигнала на выходе ограничителя. Он должен быть не менее 20 дБ.

Линейность ФЧХ в полосе частот сигнала цветности. Нелинейность ФЧХ ограничителя вызывает искажения в цветоразностных сигналах на цветовых переходах. Требование обычно обеспечивается, если неравномерность АЧХ в полосе 3,3...5,3 МГц, измеряемая при амплитуде входного сигнала, меньшей порога ограничения, не превышает 2 дБ. Чтобы линейность ФЧХ сохранялась во всем диапазоне амплитуд входного сигнала, активные элементы, из которых выполнен ограничитель, должны иметь граничные частоты на порядок большие, чем частота цветовой поднесущей.

Симметрия амплитудной характеристики ограничителя. Так как частотные детекторы чувствительны к амплитуде входного сигнала, необходимо, чтобы положительные и отрицательные полуволны цветовой поднесущей ограничи-

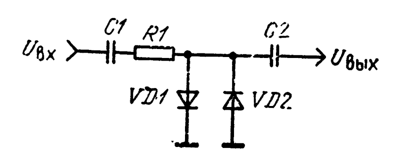


Рис. 2.22. Параллельный диодный ограничитель

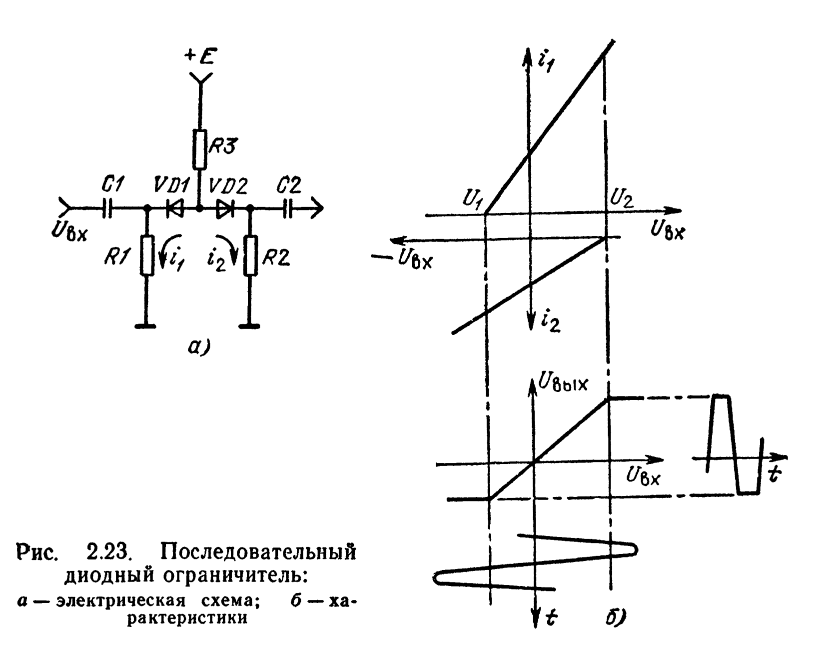


Рис. 2.23. Последовательный диодный ограничитель:
а — электрическая схема; *б* — характеристики

вались на одинаковых уровнях. Допуск не должен превышать 5 %. В некоторых микросхемах, например МСА640, предусматривается использование внешнего подстрочного резистора, позволяющего симметрировать амплитудную характеристику ограничителя.

Амплитудные ограничители могут выполняться на диодах или транзисторах. В параллельном диодном ограничителе (рис. 2.22) сигнал выделяется на двух параллельно и встречно-включенных диодах. Его размах определяется удвоенным значением напряжения перегиба ВАХ диодов. Параллельный ограничитель применяют относительно редко, так как он не позволяет простыми средствами регулировать уровень ограничения.

В каналах цветности на дискретных элементах амплитудные ограничители чаще всего выполняют по последовательной схеме (рис. 2.23, *а*). Резистор *R3* задает начальные токи диодов. Так как $R1=R2\ll\ll R3$ и $R_{Д1}=R_{Д2}\ll R1$ (где $R_{Д1}$ и $R_{Д2}$ — динамические сопротивления прямых ветвей ВАХ диодов), при отсутствии сигнала цветности через диоды протекают одинаковые токи $I_0=0{,}5E/R3$. Для входных сигналов, меньших порога ограничения коэффициент передачи ограничителя

$$A = R2/(2R_д + R2).$$

Когда амплитуда входного сигнала превышает напряжение запирания диодов (U_1 и U_2 на рис. 2.23, *б*, где для простоты принята линейная аппроксимация характеристик диодов), наступает ограничение сигнала. Для обеспечения симметрии ограничения и эффективного подавления АМ ВАХ диодов *VD1* и *VD2* должны быть одинаковыми, а емкости *p—n* переходов возможно меньшими. Хорошие результаты получаются при использовании серийных диодов типа КД522. Регулировка глубины ограничения в последовательном диодном ограничителе достигается

изменением сопротивления резистора *R3*. Таким способом в первых моделях телевизиров СЕКАМ осуществляли оперативную регулировку цветовой насыщенности.

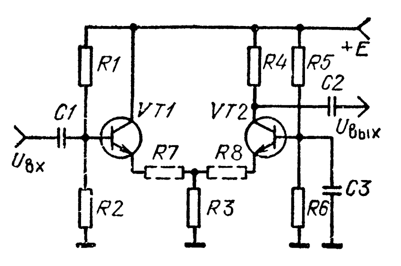


Рис. 2.24. Амплитудный ограничитель дифференциального типа

В микросхемах амплитудные ограничители выполняют в виде дифференциального усилителя (рис. 2.24). Отрицательная полуволна входного сигнала уменьшает напряжение на базе транзистора *VT1*, включенного по схеме ОК. Когда это напряжение станет равным эмиттерному напряжению, задаваемому вторым транзистором *VT2*, включенным по схеме ОБ, *VT1* закроется и наступит ограничение сигнала. Аналогично положительная полуволна входного сигнала увеличивает эмиттерное напряжение и вызывает закрывание транзистора *VT2*. Для получения симметричного ограничения характеристики используемых транзисторов должны быть одинаковыми, что легко достигается в полупроводниковых микросхемах. Если ограничитель собран из дискретных элементов, для улучшения симметрии в эмиттерные цепи транзисторов включают резисторы отрицательной обратной связи *R7*, *R8*, по сопротивлению на 1...2 порядка меньшие, чем *R3*.

Электрические свойства дифференциального ограничителя описываются системой нелинейных дифференциальных уравнений. Из приближенного решения этих уравнений [2.24] следует:

подавление ограничителем АМ улучшается с увеличением произведения $R3I_0$, где I_0 — начальный эмиттерный ток каждого из транзисторов. Зависимость имеет насыщение при $R3I_0>0,5$ В;

порог ограничения соответствует амплитуде входного сигнала $U_{вх}\approx 10\ кT/q=10\cdot 0,026=0,26$ В (k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; q — заряд электрона);

амплитуда импульсов коллекторного тока транзистора *VT2* в режиме ограничения составляет примерно $2I_0$. Отсюда коэффициент передачи ограничителя при работе вблизи порога ограничения

$$A = U_{вых}/U_{вх} = 2I_0 R_4/0,26. \qquad (2.25)$$

Пусть $R3=1$ кОм, $R4=2$ кОм, $I_0=2$ мА, $U_{вх}=3$ В. Тогда $A=2\cdot 2\times \times 2/0,26=30,8$.

Глубина ограничения 3 В/0,26 В=11,5.

Произведение $R3I_0=1\cdot 2=2$ $B>0,5$ В, т. е. обеспечивается близкое к максимально возможному подавление АМ.

2.2.3. Блок задержки

Существуют три типа блоков задержки. В первом обрабатывается цветовая поднесущая. На выходе блока формируется сигнал U_1, сдвинутый относительно входного сигнала цветности U_0 на время одной строки. Основу такого блока составляет УЛЗ. В блоке задержки второго типа обрабатываются демодулированные цветоразностные сигналы E'_{R-Y} и E'_{R-Y}. Функция задержки обеспечивается регистрами на приборах с зарядовой связью или на коммутируемых конденсаторах. Наконец, третий тип блока задержки рассчитан на обработку дво-

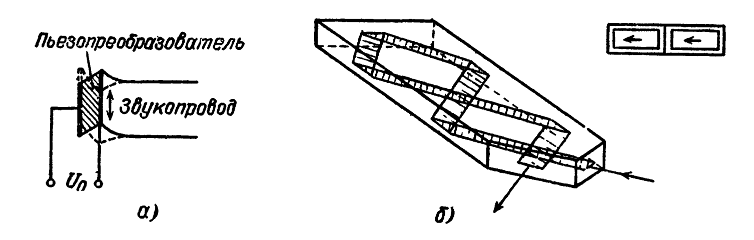


Рис. 2.25. Механические деформации пьезопреобразователя при подаче на него электрического сигнала (*а*) и направление механических колебаний и поляризация пьезопреобразователей в УЛЗ (*б*)

ичных цифровых цветоразностных сигналов. Функция задержки осуществляется либо регистрами сдвига, либо оперативными запоминающими устройствами с произвольной выборкой.

Изменение типа блока задержки меняет и требования к его параметрам. Например, блок задержки ПАЛ с использованием УЛЗ должен обеспечивать необходимую задержку с точностью до фазы поднесущей. В блоке задержки ПАЛ на ПЗС достаточна задержка с точностью до элемента изображения.

Блок задержки на УЛЗ. Блок содержит УЛЗ и цепи, обеспечивающие ее электрическое согласование. В УЛЗ сигнал цветовой поднесущей преобразуется в волну ультразвука, которая распространяется внутри специального звукопровода. На приемном конце звукопровода звуковые колебания вновь преобразуются в электрические. Так как скорость распространения ультразвука в твердом теле примерно в 10^5 раз меньше скорости электромагнитного колебания, требуемой задержки сигнала удается достичь при относительно небольшой длине звукопровода. Материалом для звукопровода в современных УЛЗ служит специальное термостабильное стекло, прошедшее старение, чтобы исключить изменение времени задержки в процессе эксплуатации. В первых моделях цветных телевизоров использовались УЛЗ со звукопроводом из стали, плавленого кварца и даже соли (бромистого калия).

Для возбуждения ультразвуковых колебаний и преобразования их в электрические применяют пьезопреобразователи. Пьезопреобразователи изготавливают из керамики с добавками цирконата-титаната свинца. Поляризованную керамику распиливают на тонкие пластины. Плоскости распилов ориентируют так, что напряжение, приложенное к ним, вызывает сдвиговые деформации пьезопреобразователя, как это показано на рис. 2.25, *а*. Для подведения сигналов плоскости распилов металлизируют и подпаивают выводы. Затем пьезопреобразователи укрепляют на гранях звукопровода. Электрический сигнал, поданный на один из пьезопреобразователей, возбуждает в звукопроводе поперечные ультразвуковые колебания. Использование именно поперечных колебаний обусловлено тем, что их скорость распространения вдвое меньше, чем у продольных. Благодаря этому сокращается требуемая длина звукопровода.

В первых моделях УЛЗ (например, VL1 фирмы «Телефункен») звукопровод имел вид прямоугольного бруска (рис. 2.26, *а*). Затем для сокращения габаритов УЛЗ стали применять звукопроводы с внутренним отражением ультразвуковой волны. На рис. 2.26, *б* показана конструкция звукопровода УЛЗ DL1 фирмы «Филипс» с одной отражающей гранью. Такой звукопровод кроме сокращения габаритных разме-

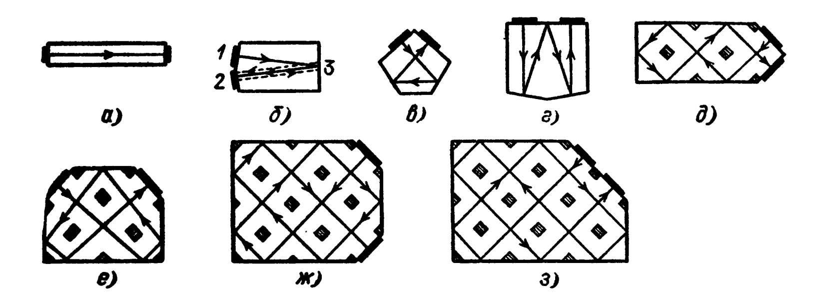


Рис. 2.26. Типы звукопроводов:

а — без отражений; *б* — с одной отражающей гранью; *в* — с двумя отражающими гранями; *г* — с тремя отражающими гранями и тремя отражениями; *д* — с тремя отражающими гранями и пятью отражениями; *е* — с четырьмя отражающими гранями и пятью отражениями; *ж* — с четырьмя отражающими гранями и семью отражениями; *з* — с четырьмя отражающими гранями и восемью отражениями

ров УЛЗ позволяет также подгонять время задержки τ путем подпиливания отражающей грани, не отклеивая пьезопреобразователи. Звукопровод из бромистого калия с двумя отражающими гранями (рис. 2.26, *в*) был применен в одной из первых моделей отечественных УЛЗ. Три отражающие грани имеют звукопроводы УЛЗ64-4 (рис. 2.26, *г*) и DL51 (рис. 2.26, *д*). В последней ультразвуковая волна претерпевает пять внутренних отражений. Наконец, четыре отражающие грани имеют звукопроводы УЛЗ64-5 (рис. 2.26, *в*) с пятью внутренними отражениями, DL711 (рис. 2.26, *ж*) с семью отражениями и PDL-643К японской фирмы «Шова-электрик» (рис. 2.26, *з*) с восемью отражениями ультразвуковой волны.

Габаритные размеры УЛЗ в результате увеличения числа отражений ультразвука сократились от $181\times21\times21$ мм (VL1) до $36\times28\times$ $+7$ мм (DL711). Однако внутренние отражающие грани звукопровода повышают уровень мешающих сигналов, создаваемых боковыми лепестками диаграммы направленности пьезопреобразователя, которые ухудшают качество изображения в телевизоре СЕКАМ. Чтобы уменьшить эти искажения, на поверхность звукопровода в определенных точках наносят поглощающий ультразвук материал (заштрихованные прямоугольники на рис. 2.26). Для сокращения толщины звукопровода пьезопреобразователи ориентируют так, чтобы направление колебаний совпадало с плоскостью, в которой происходит отражение ультразвука (рис. 2.25, *б*).

Рассмотрим электрические параметры УЛЗ:

Время задержки τ. В телевизоре СЕКАМ τ должно составлять строчный интервал, т. е. 64 мкс. Невыполнение этого требования приводит к тому, что «задержанные» строки на экране телевизора сдвигаются относительно «прямых». Этот дефект особенно хорошо заметен на вертикальных цветовых переходах. Допустим сдвиг меньше одного элемента изображения, что составляет $\Delta\tau<\pm0{,}08$ мкс, или ±80 нс. Стандарт СЭВ [2.25] устанавливает норму на точность задержки УЛЗ СЕКАМ $\Delta\tau\leqslant\pm30$ нс. Допустимая погрешность задержки УЛЗ ПАЛ, как было показано в гл. 1, составляет ±5 нс. В телевизорах ПАЛ/СЕКАМ применяют УЛЗ с задержкой 63,943 мкс. Получающаяся в режиме СЕКАМ погрешность 57 нс визуально не заметна.

Номинальное затухание. Ослабление задержанного сигнала отно-

сительно прямого зависит главным образом от материала звукопровода. Ультразвуковые линии задержки с кварцевым звукопроводом ослабляют задержанный сигнал на 40 дБ. В стеклянных УЛЗ ослабление составляет 6...20 дБ для разных типов линий. В стандарте СЭВ на УЛЗ СЕКАМ нормировано затухание (9±3) дБ.

Полоса пропускания. Сигнал цветности СЕКАМ занимает полосу ±1,5 МГц. С учетом других звеньев канала полосу пропускания УЛЗ следовало бы делать более 3 МГц. Однако это связано с большими техническими трудностями. Попытки расширить полосу приводят к росту неравномерности АЧХ и увеличению уровня отраженных сигналов, что дает существенно бо́льшие искажения, чем ограничение полосы пропускания. Наиболее совершенные зарубежные УЛЗ (например, PDL-641 фирмы «Шова-электрик») имеют полосу пропускания по уровню —3 дБ 2,6 МГц (3,0...5,6 МГц). Норма стандарта СЭВ составляет 2 МГц (3,3...5,3 МГц).

Паразитные сигналы. Отражения и рассеивание ультразвуковой волны в звукопроводе создают паразитные сигналы, ухудшающие качество цветного изображения. При измерении отражений на линию задержки подают не непрерывный сигнал, а радиоимпульсы с частотой заполнения, лежащей в полосе прозрачности УЛЗ [2.26]. Чтобы предотвратить взаимное наложение эхо-сигналов, период повторения радиоимпульсов выбирают некратным времени задержки τ. Подключая осциллограф ко входу и выходу УЛЗ, наблюдают основные и паразитные сигналы, показанные на рис. 2.27, *а*. Радиоимпульс U_0, поступивший на входной пьезопреобразователь, создает волну ультразвука, которая через время τ достигает приемного пьезопреобразователя, возбуждая на его обкладках радиоимпульс U_1, являющийся основным задержанным сигналом. Часть энергии ультразвуковой волны отражается от приемного пьезопреобразователя и возвращается на вход УЛЗ, создавая так называемое второе эхо U_2. Этот отраженный сигнал отстоит от U_0 на время 2τ. В результате нового отражения часть энергии ультразвука еще раз проходит по звукопроводу и, достигнув приемного пьезопреобразователя, возбуждает в нем сигнал U_3, который называется третьим эхо, сдвинутый по отношению к U_0 на 3τ. Отраженные сигналы более высоких порядков можно не учитывать, так как уровни их малы. Сигналы U_2 и U_3 кратны по времени распространения номинальной задержке τ.

На входе УЛЗ складываются и интерферируют сигналы U_0 и U_2, сдвинутые на удвоенное время задержки 2τ. Аналогично на выходе УЛЗ интерферируют смещенные на 2τ сигналы U_1 и U_3. При этом, как видно из рис. 2.27, *б*, складываются одноименные сигналы: U_R с U_R, U_B с U_B. Если бы фаза поднесущей в системе СЕКАМ была постоянной, интерференция не создавала бы искажений, а лишь приводила к некоторому увеличению амплитуды сигнала цветности. В действительности фаза поднесущей инвертируется через две строки на третью и от поля к полю. Поэтому интерферирующие сигналы на разных строках то складываются, то вычитаются. Возникает паразитная амплитудная модуляция. Из-за несовершенства амплитудных ограничителей модулированными по амплитуде оказываются и выходные цветоразностные сигналы. Это вызывает искажения в виде разнояркости строк. Так как на цветном изображении чередуются строки четных и нечетных полей, а в каждом поле на участке одного цвета чередуются прямые и задержанные сигналы, интерференционная картина на экране кинескопа имеет вид, показанный на рис. 2.27, *в* и *г*.

Два варианта интерференционной картины обусловлены тем, что амплитуда прямого сигнала может быть установлена равной либо мень-

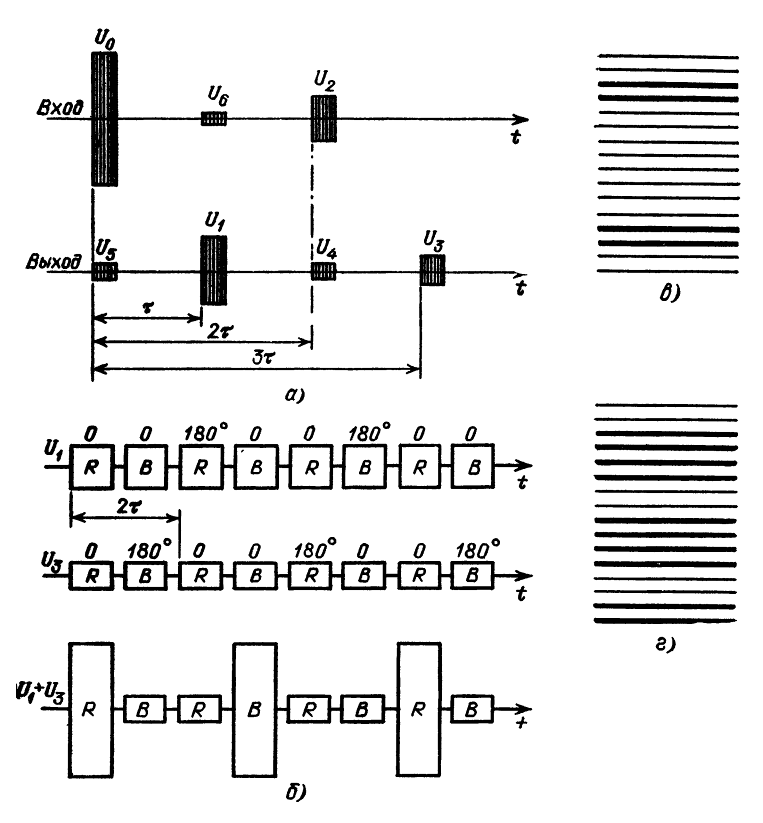


Рис. 2.27. Паразитные сигналы в УЛЗ:

а — формы основных и паразитных сигналов при питании УЛЗ радиоимпульсами; *б* — амплитудная модуляция поднесущей, вызванная кратными отражениями; *в*, *г* — варианты интерференциальных искажений на цветовых полях изображения

шему (рис. 2.27 *в*), либо большему (рис. 2.27, *г*) значению задержанного сигнала. Показанные на рис. 2.27, *б* соотношения фаз задержанного и отраженного сигналов соответствуют задержке, равной с точностью до фазы поднесущей интервалу строки. Так как номинальная задержка УЛЗ СЕКАМ составляет 63,943 мкс, получается погрешность —57 нс по отношению к длительности строки. При допуске на задержку ±30 нс максимальная погрешность достигнет —87 нс. В результате задержанный сигнал может быть сдвинут по отношению к прямому на угол $\Delta\varphi \leqslant \pm\Delta\tau\, 360° f_0 = \pm 87 \cdot 10^{-9} 360 \cdot 4{,}3 \cdot 10^6 = \pm 135°$. Так как сигнал U_3 сдвинут по отношению к U_1 на 2τ, при их интерференции фазовая погрешность может составить 270°.

Амплитудная модуляция от интерференции будет максимальна, когда фазовая ошибка равна 0 или 180°, и минимальна при $\Delta\varphi = \pm 90°$ Когда $\Delta\varphi = 180°$ интерференционная картина в результирующем сигнале инвертируется: в строках, где при $\Delta\varphi = 0$ амплитуда поднесущей

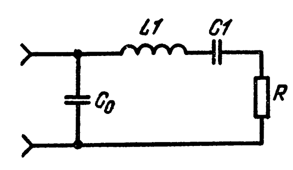


Рис. 2.28. Эквивалентная схема пьезопреобразователя

была максимальной, она станет минимальной, и наоборот. Фаза задержанного сигнала зависит и от частоты поднесущей. Поэтому в общем случае на участках изображения с разным цветом получается разнояркость строк с разным характером интерференции и с разной ее интенсивностью. В современных УЛЗ для приемников СЕКАМ и СЕКАМ/ПАЛ подавление эхо-сигнала $3\tau(U_3)$ составляет $\geqslant$28 дБ на центральной частоте и $\geqslant$26 дБ в полосе частот 3...5,2 МГц. Норма стандарта СЭВ$\geqslant$ $\geqslant$26 дБ на центральной частоте.

Кроме эхо-сигналов U_2 и U_3 в УЛЗ возникают паразитные сигналы, вызванные боковыми лепестками диаграммы направленности пьезопреобразователей, а также рассеиванием ультразвука при его отражениях от промежуточных граней звукопровода. Так, в УЛЗ, звукопровод которой показан на рис. 2.26, *б*, часть ультразвуковой энергии, достигшей приемного пьезопреобразователя *2*, отражается от него, доходит до грани *3* и вновь отражается с некоторым рассеиванием. Часть этой энергии возвращается на приемный пьезопреобразователь *2*. Возникает эхо-сигнал U_4 (рис. 2.26, *а*), отстоящий во времени по отношению к U_1 на τ. Напряжение U_4 на U_1 вызывает интерференцию сигналов U_R и U_B, приводящую к неустранимым перекрестным искажениям. Отражения такого типа называют некратными. В лучших современных УЛЗ подавление некратных отражений превышает 34 дБ ($\geqslant$35 дБ по стандарту СЭВ). Влияние эхо-сигналов в УЛЗ на качество цветного изорбажения в телевизоре рассмотрено в [2.27—2.30]. Методы измерения параметров УЛЗ даны в [2.31].

Входное сопротивление. Эквивалентная схема пьезопреобразователя приведена на рис. 2.28. Конденсатор C_0 соответствует статической емкости, образованной обкладками пьезообразователя, контур *C1L1* является электрическим отображением механических резонансных свойств пластины. а сопротивление *R* характеризует величину потерь энергии в пьезопреобразователе. С ростом частоты сначала возникает последовательный резонанс цепи *L1*, *C1*, *R*. На частоте последовательного резонанса f_s входное сопротивление пьезопреобразователя, определяющееся параллельным соединением конденсатора C_0 и резистора *R*, минимально. На частоте $f_p > f_s$ наступает параллельный резонанс в цепи C_0, *C1*, *L1*, *R*. При дальнейшем увеличении частоты реактивная составляющая входного сопротивления принимает индуктивный характер.

Электрические свойства пьезопреобразователя, укрепленного на звукопроводе, также описываются эквивалентной схемой (рис. 2.28). Дополнительное затухание, вносимое звукопроводом, приводит к тому, что реактивная составляющая входного сопротивления во всем рабочем диапазоне частот сохраняет емкостный характер. В качестве примера на рис. 2.29, *а* и б показаны экспериментально измеренные частотные зависимости входной проводимости отечественной линии задержки УЛЗ64-5 и УЛЗ DL711 фирмы «Филипс». Частоты последовательного резонанса f_s близки к 4,3 МГц. На этих частотах активная составляющая входной проводимости максимальна и равна $1/R$, а емкость — C_0.

Для определения значений остальных элементов эквивалентной схемы необходимо знать частоту параллельного резонанса f_p. Ее можно определить, если представить частотную характеристику входного сопротивления в виде круговой диаграммы $b_{вх}=f(g_{вх})$. Такая диаграм-

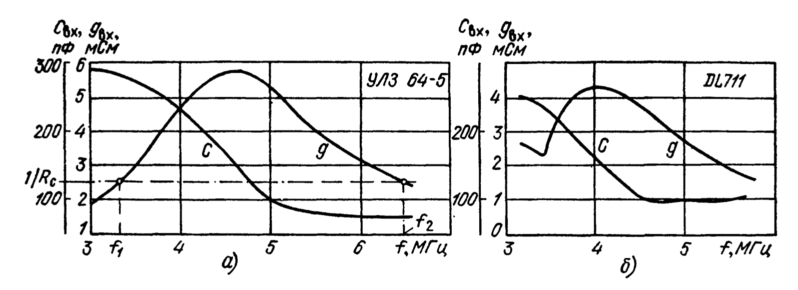


Рис. 2.29. Частотные зависимости входной проводимости УЛЗ

ма для УЛЗ64-5 приведена на рис. 2.30. Второе пересечение круговой диаграммы и прямой, соединяющей точку f_s с началом координат, дает искомое значение f_p (5.6 МГц).

Зная f_p, определяют значения $L1$ и $C1$:

$$L1 = 1/\left[C_0\left(\omega_p^2 - \omega_s^2\right)\right]; \qquad (2.26)$$

$$C1 = 1/\left(\omega_s^2 L1\right). \qquad (2.27)$$

Для УЛЗ64-5 $C_0=150$ пФ, $R=170$ Ом, $C1=74$ пФ, $L1=16$ мкГн.

Минимальное затухание сигнала в УЛЗ будет, когда она согласована по мощности на входе и выходе. Для этого сопротивления источника сигнала и нагрузки выбирают комплексно-сопряженными по отношению к входному сопротивлению УЛЗ. Чтобы согласовать УЛЗ на одной частоте, например f_s, достаточно нагрузить линию на параллельно соединенные

$$R_c = R \text{ и } L_c = 1/\left(\omega_s^2 C_0\right). \qquad (2.28)$$

Параллельно входу УЛЗ включается индуктивность L_c, а внутреннее сопротивление источника сигнала выбирается равным R_c. Тогда на частоте согласования коэффициент передачи по мощности A_p будет максимальным и равным

$$A_p = 20 \lg U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}. \qquad (2.29)$$

На частотах, отличных от f_s:

$$A_p = 10 \lg \frac{U_{\text{вых}}^2}{U_{\text{вх}}^2 R_н g_{вх}(f)}. \qquad (2.30)$$

На частоте согласования отраженный сигнал U_3 значительно подавляется, но АЧХ УЛЗ становится узкополосной. Согласование УЛЗ во всей полосе рабочих частот связано со значительными техническими трудностями, поскольку для этого необходимо синтезировать двухполюсник, комплексно-сопряженный с входным сопротивлением УЛЗ. Обычно идут на компромиссное решение, согласуя УЛЗ на двух частотах по активному сопротивлению и на частоте f_s — по реактивному. Чтобы обеспечить такое согласование, выбирают $L_c=1/(\omega_s^2 C_0)$, а $R_c > R$. Так, для УЛЗ64-5 в соответствии с (2.28) и рис. 2.29, *а*

$$L_c = 1/(4\cdot 4{,}6^2\cdot 10^{12}\, 150\cdot 10^{-12}) = 7{,}98 \text{ мкГн};$$

$$R_c > 1{,}57\cdot 10^{-3} = 175 \text{ Ом}.$$

Прямая $1/R_c$ даст тогда две точки пересечения с кривой $g_{вх}=f(f)$. Эти

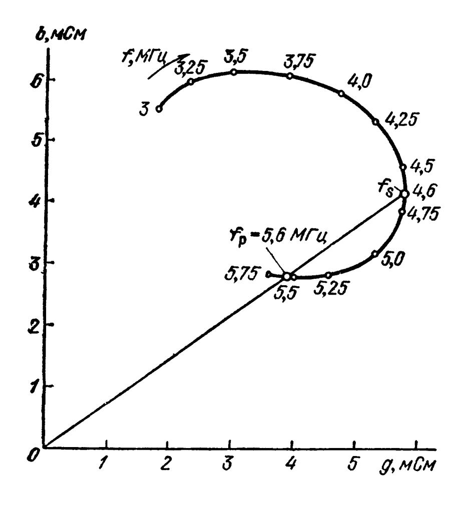


Рис. 2.30. Круговая диаграмма входной проводимости УЛЗ64-5

точки соответствуют частотам согласования активной составляющей входного сопротивления (f_1 и f_2 на рис. 2.29, *а*). Хотя у согласованной таким образом УЛЗ подавление эхо-сигнала на частоте f_s несколько уменьшается, но зато существенно расширяется АЧХ. Согласование на двух частотах рекомендуется в паспортах большинства УЛЗ.

На рис. 2.31 приведено типовое схемное решение блока задержки для декодера СЕКАМ. Сигнал на УЛЗ подается через согласующий резистор *R2* с выхода эмиттерного повторителя *VT2*. Прямой сигнал U_0 снимается с эмиттера *VT2* до согласующего резистора. В результате проникновение эхо-сигнала U_2 в U_0 ослабляется в $(R2+R_i)/R_i$ раз, где R_i — выходное сопротивление эмиттерного повторителя. При $R2=390$ Ом дополнительное ослабление U_2 составляет примерно 20 дБ. Тогда с учетом ослабления U_2 в самой УЛЗ суммарное подавление эхо-сигнала превысит 40 дБ.

Рассмотренные традиционные методы подавления искажений, вызванные эхо-сигналами, — согласование УЛЗ и ограничение амплитуды задержанного сигнала — уменьшают заметность паразитной АМ сигнала цветности, но не устраняют ее полностью. В последнее время наметилось новое направление в борьбе с такими искажениями. Поскольку первопричина АМ сигнала U_1 — коммутация фазы цветовой поднесущей СЕКАМ, то искажения полностью устраняются, если обеспечить постоянство начальной фазы цветовой поднесущей в канале цветности. Коммутацию фазы поднесущей в кодере можно рассматривать как один из видов предыскажений, вносимых в сигнал СЕКАМ и необходимых для того, чтобы остатки цветовой поднесущей в канале яркости

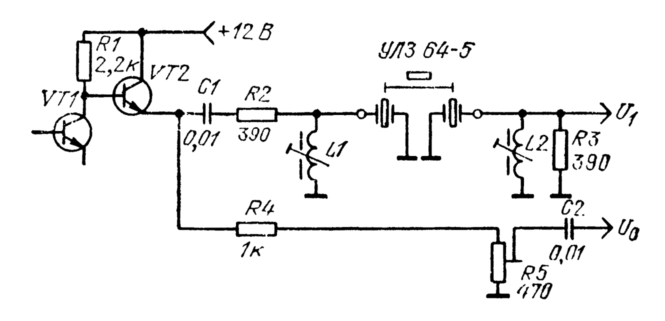


Рис. 2.31. Электрическая схема блока задержки СЕКАМ

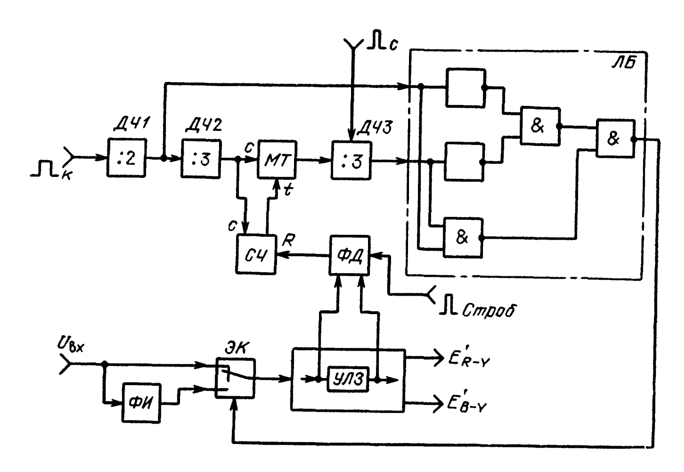


Рис. 2.32. Функциональная схема канала цветности с инвертором цветовой поднесущей (первый тип)

создавали минимальные помехи на телевизионном изображении. В канале цветности коммутация фазы поднесущей не нужна. Поэтому восстановление постоянства фазы цветовой поднесущей в канале цветности приемника не только не вносит искажений, но, наоборот, существенно повышает качество цветного изображения.

Чтобы решить эту задачу, достаточно в канале цветности до входа УЛЗ инвертировать фазу поднесущей в тех строках, где она коммутируется на передающей стороне. Известны два типа таких устройств. Функциональная схема первого из них дана на рис. 2.32. В разрыв канала цветности до *УЛЗ* введен электронный коммутатор *ЭК*. На один из входов коммутатора сигнал поступает непосредственно, а на второй — через фазоинвертор *ФИ*. Делитель частоты на два *ДЧ1* преобразует импульсы гашения полей в меандр кадровой частоты. Делитель частоты на три *ДЧ2* формирует из этого меандра прямоугольные импульсы, имеющие длительность, равную периоду одного кадра, и присутствующие на каждом третьем кадре. Эти импульсы подают на вход моностабильного триггера *МТ*. Постоянная времени этого триггера управляется напряжением по входу *t*. Управляющее напряжение вырабатывается счетчиком *СЧ*, на счетный вход которого поданы импульсы с выхода делителя частоты *ДЧ2*. Второй делитель частоты на три *ДЧ3* формирует из строчных импульсов импульсы, имеющие длительность, равную интервалу строки, и повторяющиеся на каждой третьей строке. В логическом блоке *ЛБ* из этих импульсов и меандра кадровой частоты образуется управляющий сигнал. Этот сигнал имеет такую же форму, как сигнал в кодере СЕКАМ, подаваемый на коммутатор фазы поднесущей (*ЭК3* на рис. 1.21). Управляющий сигнал поступает на *ЭК* в канале цветности и изменяет фазу поднесущей. Для синхронизации управляющего сигнала в *ФД* сравнивают фазы защитных пакетов цветовой поднесущей на входе и выходе *УЛЗ* канала цветности. При совпадении начальных фаз защитных пакетов на выходе *ФД* выделяется импульс, блокирующий действие счетчика СЧ.

Работает устройство следующим образом. Пока фазы поднесущей на входе и выходе *УЛЗ* не совпадают, функционирует счетчик *СЧ*. Им-

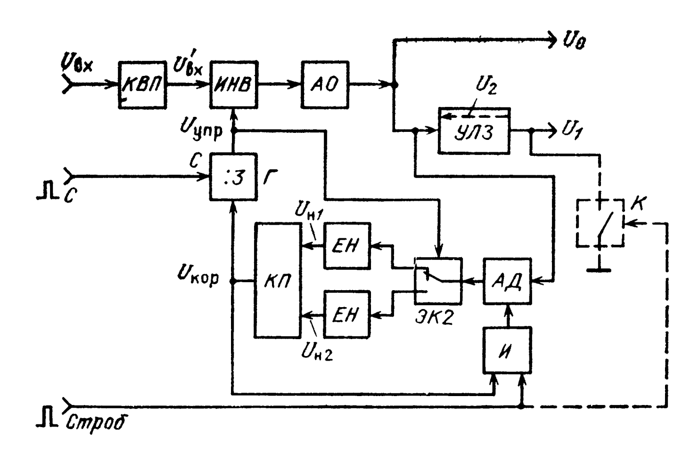


Рис. 2.33. Функциональная схема канала цветности с инвертором цветовой поднесущей (второй тип)

пульсы с выходов счетчика преобразуются в нарастающее постоянное напряжение, которое меняет длительность импульсов, вырабатываемых триггером *МТ*. С окончанием каждого импульса от *МТ* начинает работать делитель частоты строк на три *ДЧЗ*. Если на первом кадре сигнал от этого делителя начинается с первой строки, то в третьем кадре благодаря изменению длительности импульса от *МТ* сигнал на выходе *ДЧЗ* сдвинется на вторую строку, затем на третью и т. д. Такая работа в режиме поиска будет происходить до тех пор, пока управляющий сигнал, подаваемый на коммутатор *ЭК*, не совпадает по фазе с законом коммутации фазы поднесущей в принятом сигнале СЕКАМ. По достижении синхронного режима фазы вспышек на входе и выходе *УЛЗ* станут одинаковыми и *ФД* выработает напряжение, блокирующее *СЧ*. Синхронный режим работы поддерживается, пока принимается сигнал СЕКАМ.

Недостатком рассмотренного устройства является его сложность (три делителя частоты, счетчик, моностабильный триггер и т. д.). Кроме того, несовершенен метод управления счетчиком. На входе и выходе *УЛЗ* присутствуют сигналы U_R и U_B, частоты которых различны. Поэтому *ФД* выделяет не импульсы, соответствующие защитным пакетам, а сигнал биений двух цветовых поднесущих. Так как начальные фазы защитных пакетов в строках D_R и D_B никак не коррелированы, положения максимумов биений не определены и могут не совпадать с положением вспышек. Поэтому амплитуда сигнала на выходе *ФД* меняется при смене датчиков сигнала, что делает работу устройства неустойчивой.

На рис. 2.33 приведена функциональная схема второго устройства, предназначенного для подавления искажений в канале цветности. Между *КВП* и *АО* канала цветности СЕКАМ включен управляемый инвертор фазы цветовой поднесущей *ИНВ*, который, как и в устройстве на рис. 2.32, может быть выполнен в виде *ФИ* и *ЭК1*. Инвертор управляется сигналом от генератора коммутирующих импульсов *Г*, представляющего собою делитель частоты на три, на счетный вход которого поданы строчные импульсы. Особенностью устройства является то, что

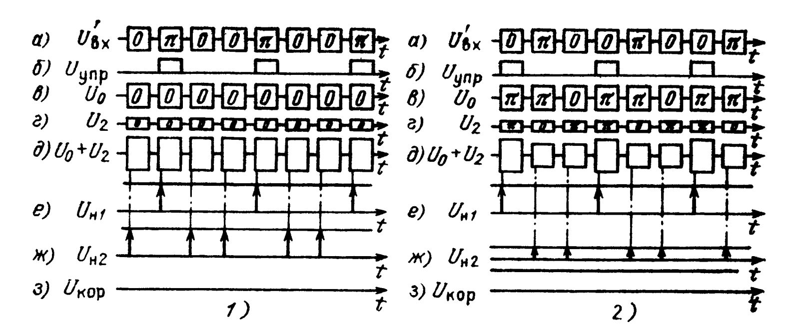


Рис. 2.34. Эпюры сигналов в схеме на рис. 2.32:
1 — фаза делителя частоты правильна; *2* — фаза делителя частоты неправильна

для синхронизации *Г* используется паразитная *АМ* поднесущей, создаваемая эхо-сигналами в *УЛЗ*. Схема синхронизации генератора коммутирующих импульсов состоит из амплитудного детектора *АД*, электронного коммутатора *ЭК2*, двух емкостных накопителей *ЕН* и компаратора *КП*. Основной вход *АД* соединен со входом *УЛЗ*, а на вход управления через звено *И* поступают стробирующие импульсы, совпадающие по времени с защитными пакетами цветовой поднесущей. Выход компаратора *КП* соединен со входом блокирования генератора *Г* коммутирующих импульсов и вторым входом звена *И*. Начальная фаза генератора коммутирующих импульсов произвольна. Если она правильна (рис. 2.34, *1*), то фаза сигнала U_0 на входе *УЛЗ* (рис. 2.34, *в*) будет одинаковой во всех строках, так же как и фаза сигнала U_2. Поэтому в суммарном сигнале (рис. 2.34.*1*, *д*) не будет амплитудной модуляции. Амплитудный детектор *АД* сформирует из вспышек импульсы одинакового размаха, которые через *ЭК2*, управляемый от *Г*, поступят на входы емкостных накопителей в моменты, показанные на рис. 2.33 стрелками. На выходах накопителей получаются одинаковые напряжения $U_{н1}$ и $U_{н2}$ (рис. 2.34.1, *е*, *ж*). Компаратор *КП* работает в соответствии со следующей таблицей истинности:

$U_{н1}$	$U_{н2}$	$U_{кор}$
А	Б	1
Б	А	1
А	А	0
Б	Б	0

Здесь *А* и *Б* — произвольные значения напряжений $U_{н1}$ и $U_{н2}$. Когда эти напряжения одинаковы, сигнал $U_{кор}$ на выходе *КП* отсутствует и коррекции генератора *Г* не происходит. В таком режиме канал цветности может работать неопределенно долгое время.

Если начальная фаза *Г* окажется неправильной, то в сигнале U_0 сохранится коммутация фазы поднесущих. Возможны два неправильных варианта сочетаний фаз генератора *Г* и фазы поднесущих. Один

из них показан на рис. 2.34.*2*. В обоих случаях в сигнале U_0+U_2 (рис. 2.34.*2, д*) возникает паразитная амплитудная модуляция. Глубину этой модуляции можно увеличить, нарушая согласование на выходе *УЛЗ* в интервале гашения строк (ключ *К* на рис. 2.33). Но и без такой цепи схема работоспособна. На выходах емкостных накопителей выделяются разные напряжения $U_{н1}$ и $U_{н2}$. Компаратор *КП* вырабатывает напряжение $U_{кор}$, которое блокирует генератор коммутирующих импульсов *Г* и амплитудный детектор *АД*. После разрядки накопителей *ЕН* генератор вновь начинает работать. Процесс повторяется до тех пор, пока фаза *Г* не станет правильной. Работа синхронизирующей схемы напоминает работу *БЦС* с той разницей, что выбирается одно из трех возможных сочетаний фаз *Г* и сигнала цветности, а не одно из двух, как в *БЦС*. Преимущества устройства, показанного на рис. 2.33, — его относительная простота и независимость работы от влияний дестабилизирующих факторов. В гл. 10 приведена электрическая схема части рассмотренного канала с синхронизирующими цепями.

Рассмотренные устройства, обеспечивающие постоянство фазы поднесущей в канале цветности, не только устраняют разнояркость строк, вызванную эхо-сигналами в *УЛЗ*, но также существенно уменьшают заметность перекрестных искажений, создаваемых интерференцией сигналов U_R и U_B. Это объясняется следующим. Перекрестные искажения по поднесущим проявляются как синусоидальные насадки в цветоразностных сигналах. Частота этих насадок равна разности частот сигналов U_R и U_B. В результате коммутации фазы поднесущей фаза помехи меняется на 180° на каждой третьей строке. Поэтому на экране кинескопа помеха принимает вид контрастного рисунка из горизонтальных штрихов, перемещающегося в вертикальном направлении. После устранения коммутации фазы поднесущей фаза помехи становится одинаковой во всех строках. На экране кинескопа такая помеха выглядит как небольшое плавное изменение яркости вдоль строки, заметность которого незначительна.

Постоянство фазы поднесущей в канале цветности позволяет упростить требования к УЛЗ СЕКАМ. Усилия разработчиков при этом могут быть направлены не на подавление кратных отражений, а на расширение полосы пропускания *УЛЗ*, что позволит повысить цветовую четкость.

Блок задержки на ПЗС. Существует значительное число типов аналоговых линий задержки на ПЗС (см., например, [2.33, 2.34]). Устройства задержки чаще всего выполняют по технологии *n*-МОП с двухтактным управлением. Конструкция такого *ПЗС* показана на рис. 2.35, *б*. На пластину кремния с проводимостью типа *p* наносится изолирующий слой в виде двуокиси кремния SiO_2. Путем диффузии и металлизации внутри изолирующего слоя и на его поверхности формируются две группы затворов, имеющих линейчатую структуру. На рисунке показано поперечное сечение *ПЗС*. Каждый углубленный затвор, называемый затвором памяти, соединяется с соседним поверхностным затвором, называемым затвором переноса. Четные и нечетные пары затворов электрически соединяются в две группы, на которые подают тактовые сигналы в виде положительных импульсов, сдвинутых на половину периода относительно друг друга.

В паузах между импульсами (момент *б* на рис. 2.35, *а*) из-за действия постоянной составляющей тактового сигнала основные носители в полупроводнике смещаются, образуя обедненный слой, граница которого (на рис. 2.35, *б*) имеет форму трапециевидной волны. Если под первый затвор памяти инжектировать неосновные носители, в данном

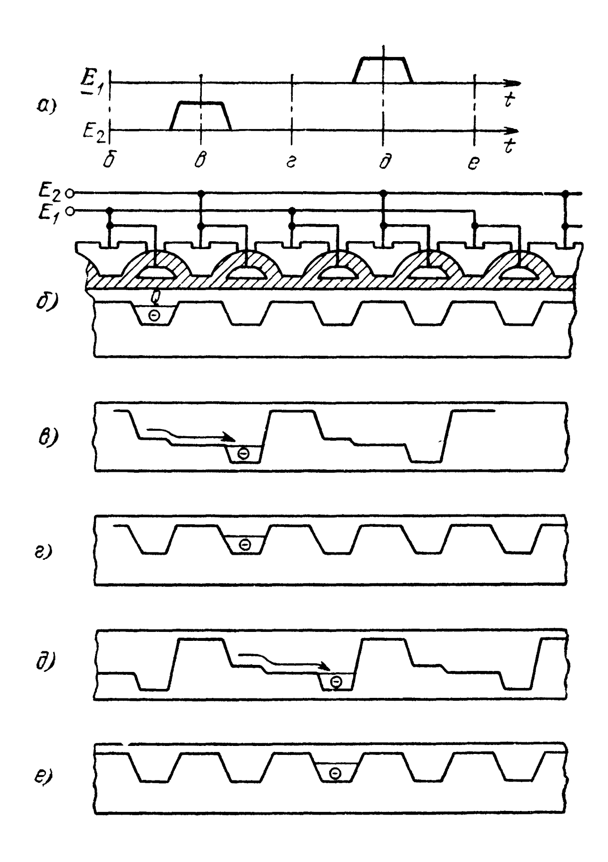


Рис. 2.35. Двухтактный ПЗС:

а — форма тактовых сигналов; *б* — конструкция ПЗС; *в—е* — процессы переноса зарядов

случае электроны, заряд Q будет храниться в потенциальной яме, образованной обедненным слоем. В момент *в* (рис. 2.35, *а*) напряжение E_2 увеличивается. Благодаря этому увеличиваются потенциальные ямы под затворами памяти E_2 и понижаются потенциальные барьеры под затворами переноса E_2. Заряд Q «переливается» в потенциальную яму под затвором памяти E_2, как это показано на рис. 2.35, *в*. С приходом тактового импульса E_1 заряд переходит в следующую потенциальную яму. В результате вводимые в ПЗС заряды, значения которых определяются амплитудой сигнала в данный момент, перемещаются внутри ПЗС слева направо и затем считываются на его выходном конце, обеспечивая задержку сигнала на время:

$$\tau = N/2f_{\text{т}},$$

где N — число пар электродов: $f_{\text{т}}$ — тактовая частота.

При прохождении через ПЗС аналоговый сигнал подвергается дискретизации, т. е. преобразуется в последовательность отсчетов, значе-

ния которых постоянны в пределах тактовых импульсов, частота которых должна по крайней мере в 2 раза превышать высшую частоту сигнала. Амплитудно-частотная характеристика ПЗС эквивалентна характеристике фильтра нижних частот. Поэтому на ПЗС подают демодулированные цветоразностные сигналы. Чтобы пропустить без искажений цветоразностный сигнал с шириной спектра 1,5 МГц, необходима тактовая частота $f>3$ МГц. Если в виде ПЗС выполнен не только блок задержки, но и входные фильтры канала цветности, тактовую частоту удобно выбирать равной или кратной средней частоте фильтра КВП: $f_т=4{,}286$ МГц. Тогда для обеспечения задержки 64 мкс ПЗС должен содержать: $N=2\tau f_т=2\cdot 64\cdot 10^{-6}\cdot 4{,}286\cdot 10^6=548{,}6\approx 549$ пар затворов.

В двухстандартных декодерах СЕКАМ/ПАЛ в качестве задающего генератора для ПЗС используется ГУН ПАЛ с частотой 4,43 МГц При этом число пар затворов в ПЗС увеличивается до значения: $N=2\cdot 64\cdot 10^{-6}\cdot 4{,}43\cdot 10^6=567$.

На каждой ступени задержки в ПЗС теряется некоторая часть передаваемого заряда. Такие потери вызываются ионными примесями в диэлектрике, которые захватывают неосновные носители, а также дефектами структуры полупроводника. Кроме того, часть заряда, которую называют остаточным, не перемещается, а остается в потенциальной яме. Поэтому чем больше пар затворов содержит ПЗС, тем ниже эффективность передачи зарядов. Вместе с тем с увеличением числа ступеней задержки снижается и полоса пропускания ПЗС.

Для преодоления этих трудностей блок задержки выполняют в виде нескольких параллельных каналов на ПЗС [2.35]. На рис. 2.36, *а* показана схема блока задержки с двумя ПЗС, на которые подаются тактовые импульсы со сдвигом 180°. Один из ПЗС пропускает только четные выборки, а второй — нечетные. В сумматоре *С* сигналы с выходов ПЗС складываются, как это показано на рис. 2.36, *б*. Так как каждая из ветвей передает только половину необходимого количества выборок сигнала, тактовая частота может быть снижена в 2 раза. При этом количество пар затворов в каждом ПЗС также сокращается в 2 раза и составит для тактовой частоты 4,286 МГц $N=274$, а для $f_т=4{,}43$ МГц $N=284$. В результате при неизменной технологии расширится полоса пропускания и уменьшатся потери сигнала. При необходимости число параллельных ветвей в блоке задержки на ПЗС можно произвольно увеличить, снизив во столько же раз частоту многофазного тактового сигнала. Это позволяет строить блок задержки на относительно низкочастотных МОП-структурах.

Реализация аналоговых ПЗС — довольно сложная задача, так как кроме необходимых полосы пропускания и эффективности передачи зарядов требуется также обеспечить малые нелинейные искажения сигнала и достаточный динамический диапазон.

Определенные трудности вызывает выполнение тактового генератора на одном кристалле с ПЗС. Суммарная емкость параллельно соединенных электродов ПЗС получается достаточно большой (обычно более 100 пФ). Поэтому в выходных каскадах тактового генератора, которые работают как ключи с частотой в несколько мегагерц, рассеивается динамическая мощность в несколько сотен милливатт.

Кроме ПЗС, для построения аналоговых дискретных линий задержки используются также цепочки коммутируемых конденсаторов. На этом принципе основана, в частности, микросхема TDA4660.

Цифровые каналы задержки. В декодерах с цифровой обработкой сигнала используется устройство задержки, обеспечивающее задержку на строчный интервал двоичного слова (байта), содержащего несколько разрядов. Для неискаженной передачи цветоразрядных сигналов

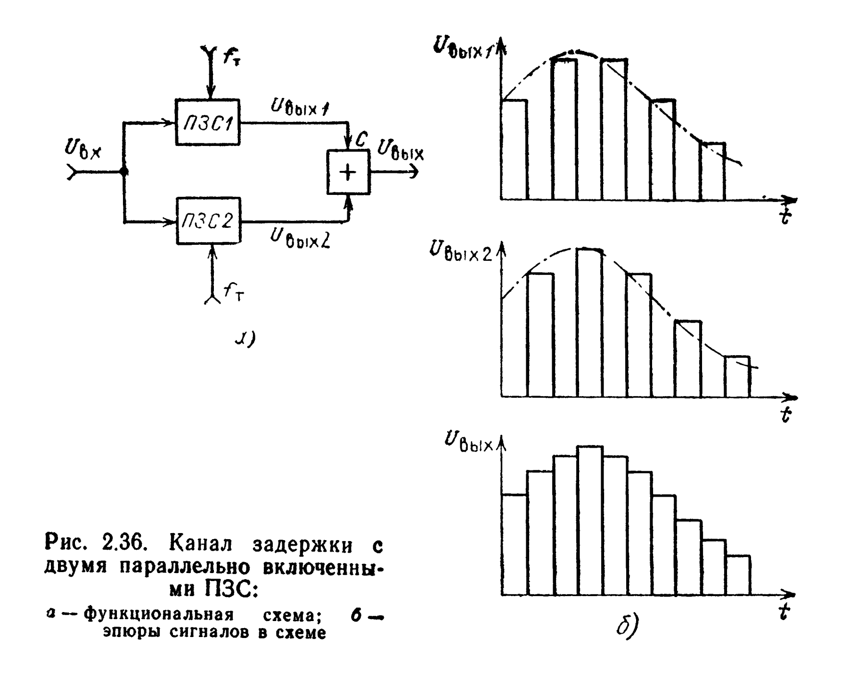


Рис. 2.36. Канал задержки с двумя параллельно включенными ПЗС:

а — функциональная схема; *б* — эпюры сигналов в схеме

достаточно шести разрядов. Возможны два типа цифровых каналов задержки — на регистрах или в виде оперативного запоминающего устройства с произвольной выборкой (ЗУПВ). Регистр проще по структуре, не содержит блока адресации, ЗУПВ сложнее, но имеет больше функциональных возможностей.

Применение ЗУПВ позволяет сократить число ячеек памяти. Во время обратного хода по строке (12 мкс) можно ограничиться запоминанием одного байта, который будет, например, нести информацию об уровне черного. Тогда время работы блока задержки уменьшается от 64 до 52 мкс за строку. Для цветоразностных сигналов, имеющих полосу 1,5 МГц, тактовая частота может быть выбрана равной 1/4 стандартной тактовой частоты: 13,5/4=3,375 МГц. Длительность периода этой частоты $T=296{,}29$ нс. На время активного интервала строки приходится 52/0,29629=175,5 отсчетов. Еще один отсчет требуется для запоминания уровня черного. Если ограничить цветоразностный сигнал шестью разрядами, то объем памяти блока задержки должен составлять 177×6.

На рис. 2.37 приведена функциональная схема блока задержки, предназначенного для канала цветности (рис. 2.10). Для упрощения рисунка изображены только две схемы ЗУПВ (*D7*, *D8*). Адресация обеспечивается двоичным счетчиком *СЧ*, ведомым тактовыми импульсами. В начале каждого обратного хода счетчик приводится в нулевое состояние строчным импульсом. Мультиплексор *МПЛ* на время интервалов гашения по строкам и полям отключает счетчик от адресных входов ЗУПВ и подает на эти входы от матрицы *D3* двоичное слово, соответствующее адресу, куда записывается информация об уровне черного. Эта информация записывается во время интервалов гашения по

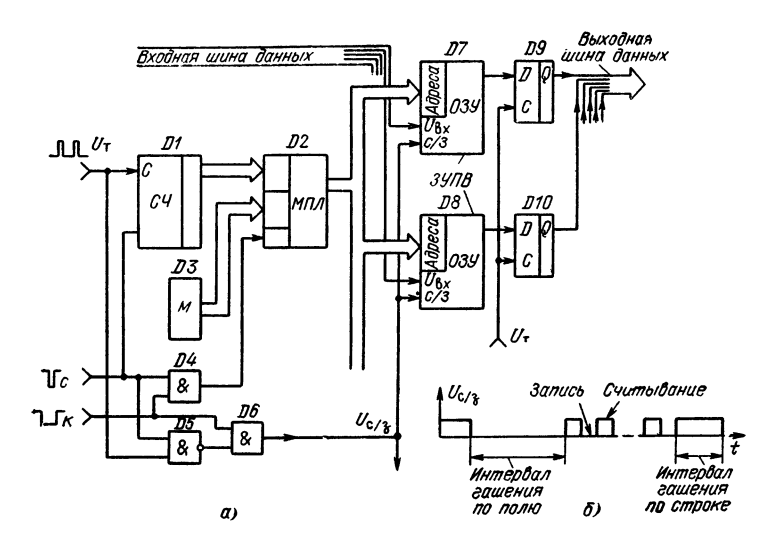


Рис. 2.37. Цифровой блок задержки с использованием ЗУПВ:
а — функциональная схема; *б* — режим работы ЗУПВ

полю, а в интервалы гашения по строкам информация считывается. Режимами запись—считывание управляет логическое устройство на ячейках *D5*, *D6*. Осциллограмма сигнала на их выходе показана на рис. 2.37, *б*. В активные интервалы строк в первую половину каждого периода тактового сигнала производится считывание, а во вторую — запись. После включения канала цветности к концу первой строки все ячейки памяти заполняются. С начала следующей строки информация из каждой ячейки сначала считывается, а потом вместо нее записывается новая. Чтобы на выходы блока задержки не проникали помехи, возникающие в режиме записи, применены триггеры-защелки *D9*, *D10*, которые поддерживают на выходах считанные уровни в течение всего периода тактового сигнала.

2.2.4. Электронный коммутатор

Электронный коммутатор в канале цветности СЕКАМ перераспределяет прямой U_0 и задержанный U_1 сигналы так, что на один его выход поступают только составляющие U_R, а на второй — U_B. Коммутатор имеет два входа и два выхода, соединенные между собой четырьмя ветвями, две из которых пропускают сигналы, а две другие разомкнуты. В следующий строчный интервал открытые и закрытые ветви меняются местами.

К электронному коммутатору предъявляются следующие требования:

затухание сигнала в закрытых ветвях должно быть минимальным;

паразитная связь между выходами и входами коммутатора через его закрытые ветви должна быть подавлена не менее чем на 40 дБ. Проникновение сигналов через закрытые ветви коммутатора вызывает интерференцию двух частотно-модулированных поднесущих U_R и

U_B, которая вызывает появление на экране телевизора перекрестных искажений в виде прерывистых горизонтальных линий на окрашенных полях. Исследованию перекрестных искажений посвящена работа [2.36]. Удовлетворительное качество цветного изображения получается, если перекрестные искажения подавлены не менее чем на 35 дБ. Перекрестные искажения создаются не только в коммутаторе, но и в других узлах канала, например в блоке задержки. Чтобы суммарное значение перекрестных искажений не превысило —35 дБ, их подавление в коммутаторе должно составлять не менее 40 дБ;

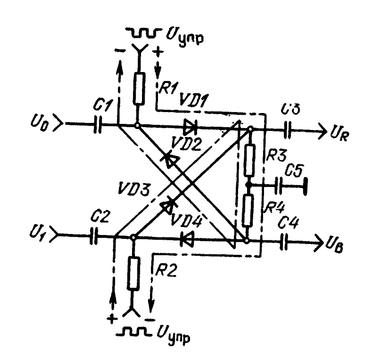


Рис. 2.38. Коммутатор на четырех диодах

амплитудно-частотная характеристика проводящих ветвей коммутатора в полосе 3,3...5,3 МГц должна быть плоской с неравномерностью не более 2 дБ;

вход управления коммутатором должен быть высокоомным, а входная емкость — возможно меньшей, чтобы упростить выполнение релаксационного генератора в БЦС, вырабатывающего волну напряжения полустрочной частоты;

желательно, чтобы коммутирующее напряжение не проходило в выходные сигналы цветности.

Схемные решения электронных коммутаторов. В каналах цветности, выполненных на дискретных элементах, обычно применялся электронный коммутатор, в ветвях которого включены четыре диода, как это показано на рис. 2.38. Входы коммутатора являются общими для сигналов цветности, поступающих через конденсаторы *C1*, *C2*, и сигналов управления, подаваемых через резисторы *R1* и *R2*. Отсюда недостатки четырехдиодного коммутатора — проникновение сигналов управления на его выходы и влияние разделительных конденсаторов *C1—C4* на длительность фронтов сигнала управления. Пути токов от сигнала управления показаны на рисунке штриховыми линиями. При одной полярности сигнала управления открываются диоды *VD1* и *VD4*, а при другой — *VD2* и *VD3*. Перекрестные искажения вызываются прохождением сигналов через закрытые диоды. Поэтому в коммутаторах используют диоды с малой емкостью *p-n* перехода, такие, как КД512 или КД522. Для дополнительного ослабления перекрестных искажений можно снизить номиналы резисторов *R3* и *R4*, увеличив одновременно ток через открываемые диоды. Тогда коэффициент передачи открытых ветвей коммутатора, который равен $R3/(R3+R_д)$, где $R_д$ — динамическое сопротивление прямой ветви диода в рабочей точке, не изменится, а коэффициент передачи закрытых ветвей, определяющий уровень перекрестных искажений, уменьшится пропорционально уменьшению сопротивлений резисторов *R3* и *R4*.

В микросхемах электронные коммутаторы выполняют на транзисторах. Используя транзисторы, удается практически полностью исключить проникновение коммутирующего сигнала в выходные сигналы цветности. На рис. 2.39 приведена электрическая схема коммутатора, входящего в состав микросхемы К174ХА1. Так как в микросхеме обрабатывается только один сигнал цветности U_R или U_B, коммутатор имеет один выход (вывод *4*) и два входа (выводы *6* и *10*) для прямого

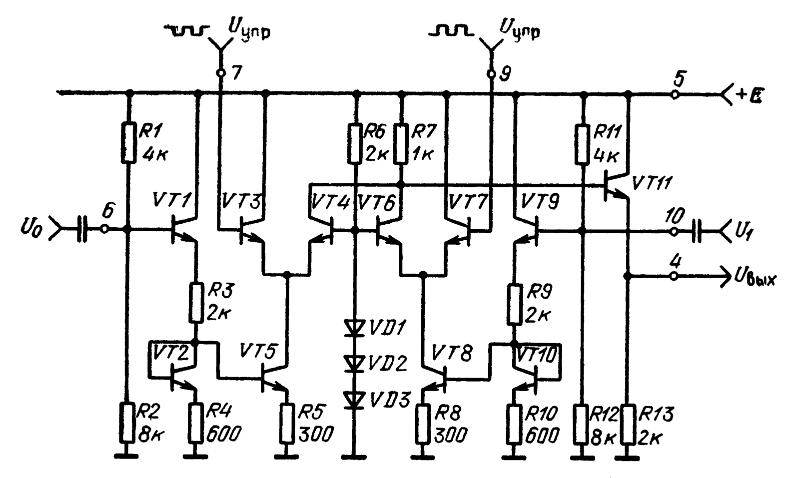


Рис. 2.39. Коммутатор микрссхемы К174ХА1

и задержанного сигналов цветности. Основу коммутатора составляют два дифференциальных каскада: *VT3—VT5* и *VT6—VT8*. Входные сигналы поступают на базы транзисторов *VT5* и *VT8*, которые являются генераторами тока. На базы транзисторов *VT4* и *VT6* подано опорное напряжение, а на базы *VT3* и *VT7* — сигналы управления от триггера. Коллекторы *VT4* и *VT6* соединены через эмиттерный повторитель *VT11* с выходом схемы. В строках, где открывается *VT3*, на выход проходит сигнал с вывода *6*. Когда *VT3* закрывается, а *VT7* открывается, на выход коммутатора проходит сигнал с вывода *10*. Подавление перекрестных искажений в этом коммутаторе составляет примерно 40 дБ. Так как параметры транзисторов, входящих в микросхему, идентичны, постоянные составляющие коллекторных токов *VT4* и *VT6* практически одинаковы. Поэтому прохождение сигнала управления на выход коммутатора в значительной степени подавлено.

На рис. 2.40 дана упрощенная электрическая схема коммутатора, примененная в микросхеме ТДА3520. Коммутатор содержит две группы дифференциальных каскадов. На базу транзистора *VT84* подан прямой сигнал, а на базу *VT119* — задержанный. В коллекторах *VT71* и *VT84*, а также в *VT102* и *VT119* эти сигналы создают противофазные токи. Когда на вывод *1* поступает сигнал U_B, а на вывод *23* — сигнал U_R, управляющее напряжение от триггера открывает транзисторы *VT70*, *VT85*, *VT101* и *VT120*. Противофазные составляющие сигнала U_R проходят через транзисторы *VT102*, *VT119*, *VT101*, *VT120*, *VT103*, *VT118* и с эмиттеров транзисторов *VT107*, *VT117* — на частотный детектор E'_{R-Y}. Одновременно противофазные составляющие сигнала U_B через транзисторы *VT71*, *VT84*, *VT70*, *VT85*, *VT72*, *VT83* проходят на *ЧД* сигнала E'_{B-Y}. В следующий строчный интервал открываются транзисторы *VT74*, *VT79*, *VT104* и *VT115*. Сигнал U_R через *VT71*, *VT84* проходит на эмиттеры *VT107*, *VT117*, а U_B через *VT102*, *VT119* — на эмиттеры *VT73*, *VT80*. Разделение сигналов цветности на две противофазные составляющие упрощает внутренние цепи микросхемы, где большинство узлов выполнено в виде симметричных дифференциальных структур с двумя входами.

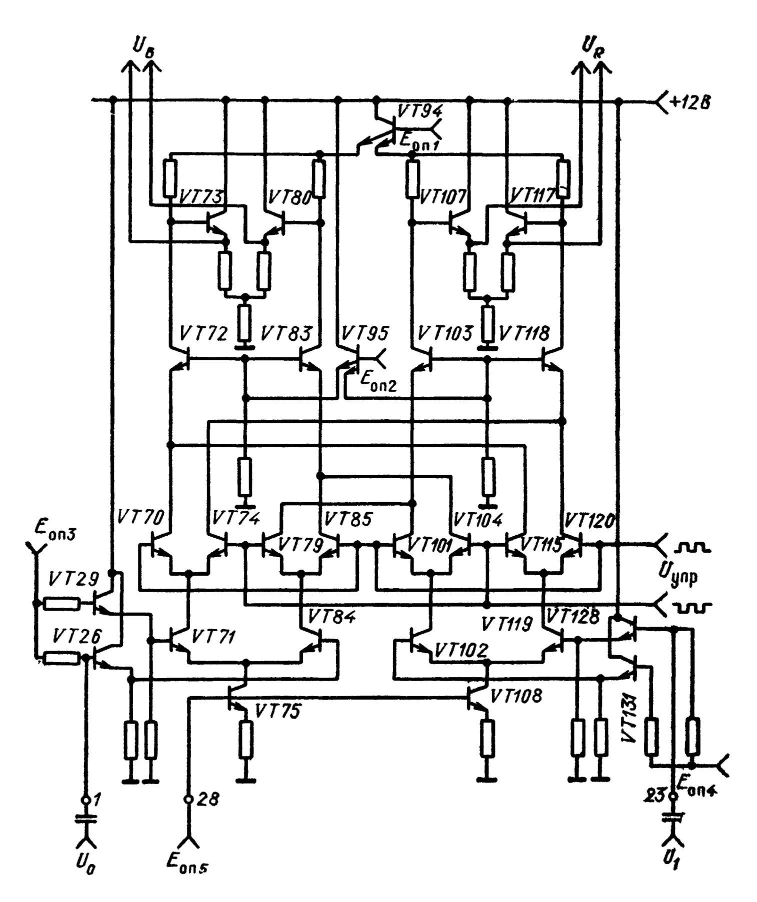


Рис. 2.40. Коммутатор микросхемы TDA3520

2.2.5. Частотный детектор

Технические требования и параметры. Частотные детекторы (ЧД) служат для выделения из частотно-модулированной поднесущей цветоразностных сигналов. От параметров ЧД в значительной степени зависит качество цветного изображения, создаваемого телевизором. Рассмотрим основные из этих параметров.

Амплитудно-частотная характеристика. Она для ЧД имеет вид наклонной прямой, пересекающей ось частот в точке, соответствующей частоте немодулированной поднесущей (4,40625 МГц для сигнала U_R и 4,25 МГц для сигнала U_B). Наиболее жесткие требования к линейности АЧХ предъявляются в полосе частот ±280 кГц от частоты покоя для ЧД сигнала U_R и ±230 кГц — для ЧД сигнала U_B. Эти области частот соответствуют рабочим девиациям поднесущих, поэтому нелинейность АЧХ в этом районе вызывает изменение уровней плоских

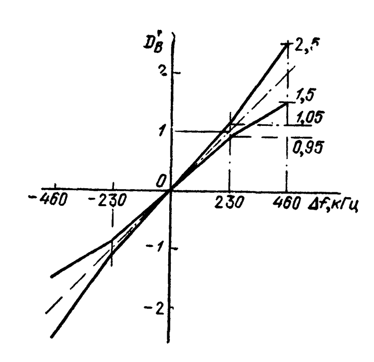


Рис. 2.41. Поле допусков для АЧХ частотного детектора сигнала E'_{B-Y}

участков цветоразностных сигналов, т. е. нарушение цветопередачи. Максимальное значение нелинейности АЧХ в диапазоне рабочих девиаций не должно превышать ±5 %. Нелинейность АЧХ за пределами рассмотренного участка не вызывает нарушений цветопередачи на цветовых полях, а приводит к искажениям формы переходов. Поэтому здесь может быть принят более широкий допуск на нелинейность АЧХ. Так, в большинстве серийно выпускаемых аналоговых телевизоров, где ЧД содержат резонансные контуры, нормируется нелинейность АЧХ при девиации ±460 кГц. Норма составляет ±25 %.

На рис. 2.41 приведено поле допусков на АЧХ ЧД в полосе частот ±460 кГц. За пределами этого участка АЧХ не нормируется. Полоса пропускания ЧД (расстояние между максимумами АЧХ) обычно выбирается из условий компромисса между качеством цветовых переходов, достигаемым размахом демодулированного сигнала, уровнем шумов и сложностью схемотехники. В большинстве цветных телевизоров полоса ЧД составляет ±(0,6...0,8) МГц, т. е. существенно у́же спектра поднесущей. Исключение составляют ЧД, выполненные на базе ФАПЧ, с использованием линий задержки вместо контуров, и цифровые ЧД, где можно обеспечить широкую полосу пропускания и линейность АЧХ, близкую к идеальной.

Стабильность нулевых частот АЧХ. При изменении окружающей температуры, напряжения источника питания и под действием других дестабилизирующих факторов АЧХ ЧД смещается и на частоте покоя появляется положительное или отрицательное приращение выходного напряжения. Если каскады, включенные между ЧД и кинескопом, выполнены в виде усилителей постоянного тока, дрейф нулевых частот вызывает нарушение баланса белого, т. е. окраску черно-белых участков изображения. Аналогичное явление получается, если в телевизоре осуществляется фиксация уровней черного, а площадки для такой фиксации создаются выключением сигнала перед ЧД в интервалы гашения по строкам или замыканием на это время выхода ЧД на корпус. При воздействии дестабилизирующих факторов такие искусственно сформированные площадки остаются на месте, а уровни черного в демодулированных цветоразностных сигналах смещаются относительно площадок. Только использование для фиксации уровней черного участка сигнала, образованных демодуляцией защитных пакетов поднесущей или сигналов, введенных от специального генератора, исключает влияние нестабильности нулевых частот на баланс белого.

Однако такой путь связан с существенным усложнением канала цветности и применяется только в наиболее сложных микросхемах и в профессиональных декодерах, используемых в видеоконтрольных устройствах телецентров. Поэтому в большинстве случаев к стабильности нулевых частот ЧД предъявляются довольно жесткие требования. Так, в рекомендациях СЭВ по декодирующему устройству [2.37] норма на допустимые уходы нулевых частот составляет ±6 кГц. В технических условиях на модуль цветности МЦ-3 телевизора ЗУСЦТ норма на не-

стабильность нулевой частоты ЧД разделена на пять слагаемых: начальная установка (≤±5 кГц), нестабильность, вызванная изменением амплитуды входного сигнала на —10 дБ (≤±6 кГц), нестабильность от воздействия температуры до 55 °С (≤±10 кГц), после воздействия температуры —40 °С (≤±8 кГц) и после воздействия влажности (93±±3) %—(≤±15 кГц).

При ужесточении этих допусков ограничением являются возможности существующей измерительной аппаратуры, поскольку контроль нестабильности нулевой частоты ЧД связан с измерениями весьма малых приращений постоянного напряжения. Например, при номинальном размахе цветоразностного сигнала 1 В уход нулевой частоты на 5 кГц соответствует смещению сигнала на 8,8 мВ. Между тем нарушение баланса белого визуально заметно уже при расстройках, превышающих ±8 кГц [2.38]. Поэтому обеспечение стабильности баланса белого — одна из наиболее сложных задач, стоящих перед разработчиками канала цветности.

Размах выходного сигнала. В первых моделях цветных телевизоров, где применялись однокаскадные ламповые усилители цветоразностных сигналов с относительно низким коэффициентом передачи, от ЧД необходимо было получить возможно бóльшие размахи демодулированных сигналов — около 5...10 В. Чтобы обеспечить такие сигналы, приходилось ухудшать другие параметры, в первую очередь уменьшать полосу пропускания. В декодерах на транзисторах и микросхемах коэффициент передачи усилителей ничем не ограничен. Поэтому размах демодулированного сигнала может быть существенно уменьшен. Типовое значение для большинства микросхем 0,5...1,5 В. Вместо размаха выходного сигнала может нормироваться крутизна АЧХ ЧД. Она составляет для современного декодера 3...5 В/МГц.

Схемные решения частотных детекторов. Существует несколько методов демодуляции ЧМ сигнала. В основе их лежат следующие принципы:

преобразование ЧМ в АМ с последующим детектированием;

преобразование ЧМ в частотно-импульсную или широтно-импульсную. Полезный сигнал выделяется с помощью ФНЧ;

использование в качестве ЧД системы ФАПЧ;

дискретизация цветовой поднесущей, запоминание нескольких последующих отсчетов и вычисление по этим отсчетам мгновенной частоты поднесущей. Этот метод используется в цифровых ЧД.

Простейший ЧД первой группы, преобразующей ЧМ в АМ с последующим детектированием, — это резонансный каскад, настроенный так, что частота немодулированной поднесущей соответствует середине одного из боковых склонов его АЧХ. На выходе резонансного каскада ЧМ колебание приобретает амплитудную модуляцию. С помощью амплитудного детектора и ФНЧ выделяют демодулированный сигнал. Такой ЧД имеет узкую полосу пропускания и значительную нелинейность. Поэтому в каналах цветности он используется только для выделения сигналов цветовой синхронизации.

Для расширения полосы пропускания и уменьшения нелинейных искажений ЧД выполняют двухтактными. В первых моделях цветных телевизоров применялся ЧД, схема которого приведена на рис. 2.42. Катушки *L1* и *L2* образуют систему связанных контуров, что расширяет полосу пропускания дискриминатора Катушка *L1* и обмотка связи *L3* намотаны бифилярно на общей гильзе, надетой поверх *L2*. Сильная индуктивная связь между *L1* и *L3* обеспечивает на резонансной частоте сдвиг напряжения в *L3* на 90° по отношению к напряжению на *L1*. Сигналы на обмотках *L1* и *L2* синфазны. Сердечник в контуре регули-

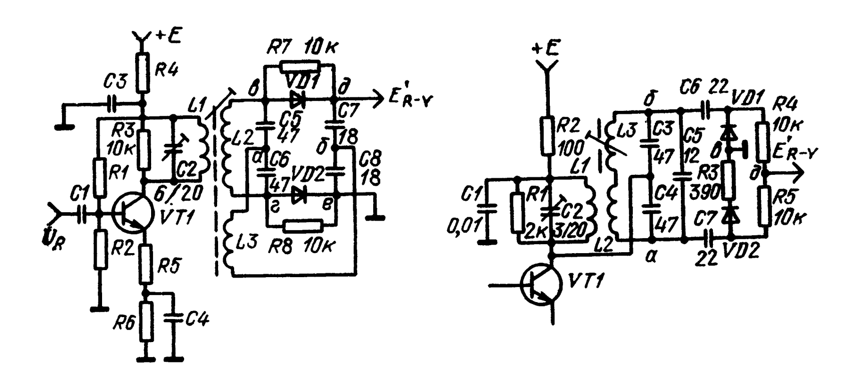


Рис. 2.42. Частотный детектор по схеме фазового дискриминатора

Рис. 2.43. Частотный детектор без обмотки связи

рует нулевую частоту, перемещение секции с обмотками *L1*, *L3* изменяет полосу пропускания, триммер *С2* позволяет в некоторых пределах подстраивать линейность АЧХ.

Амплитудно-частотная характеристика рассмотренного дискриминатора недостаточно симметрична. Причина этого — несимметрия схемы, вызванная заземлением катода диода *VD2*. В результате паразитные емкости, воздействующие на положительную и отрицательную полуволны сигнала, оказываются различными. Несколько лучшую симметрию АЧХ имеет дискриминатор, схема которого приведена на рис. 2.43. Это обусловлено тем, что в нем заземлена средняя точка *в* диодов, а нагрузка подключена к средней точке *д* двух одинаковых резисторов *R4* и *R5*. Фаза выходного сигнала может быть инвертирована, если переключить полярность подсоединения диодов. Как и в схеме на рис. 2.42, нулевая частота регулируется сердечником, а линейность — триммером *С2*.

Еще один вариант схемы ЧД первого типа приведен на рис. 2.44, *а*. Особенность дискриминатора — отсутствие индуктивной связи между катушками *L1* и *L2*. В качестве элемента связи, обеспечивающего получение напряжения на *L2*, ортогонального по отношению к напряже-

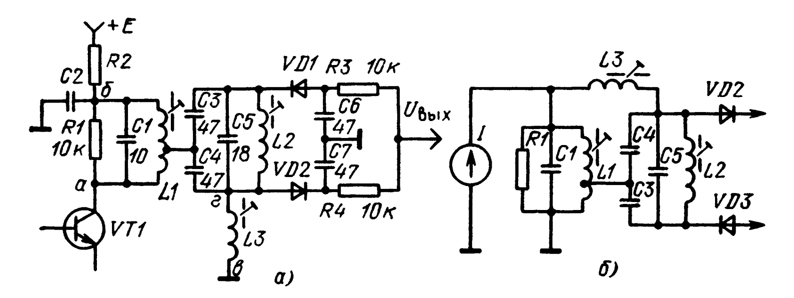
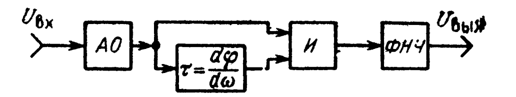


Рис. 2.44. Частотный детектор с тремя независимо настраиваемыми контурами:

а — электрическая схема; *б* — преобразованная электрическая схема

Рис. 2.45. Функциональная схема частотного детектора второй группы



нию на $L1$, используется обмотка связи $L3$. То, что $L3$ — именно индуктивность связи, становится очевидным, если перевести точку заземления по переменному току из *б* в *а*, как это показано на рис. 2.44, *б*. Вместо индуктивности для связи может быть использована и емкость, но тогда потребуется дроссель, замыкающий цепь постоянной составляющей тока через диоды Кроме того, применение для связи индуктивности позволяет регулировать полосу пропускания дискриминатора сердечником в $L3$. Вращением сердечника в $L2$ перестраивают нулевую частоту, а сердечник в $L1$ регулирует линейность. Все три индуктивности могут быть намотаны на отдельных каркасах. Это повышает температурную стабильность контура $L2$, т. е. стабильность нулевой частоты дискриминатора. Трехконтурный дискриминатор имеет относительно высокую крутизну характеристики (до 16 В/МГц при полосе ±0,7 МГц). Он использовался в декодере БЦ-2 телевизора УЛПЦТ-59/61.

Принцип действия ЧД, преобразующего ЧМ в частотно-импульсную или широтно-импульсную модуляцию, поясняет рис. 2.45. Ограниченный по амплитуде ЧМ сигнал подводится к двум входам каскада совпадения И — к одному непосредственно, а ко второму через элемент задержки. Это может быть цепь из последовательно включенных логических ячеек, линия задержки или контур. Так как задержанный сигнал сдвинут относительно прямого на время τ, на выходе каскада совпадения выделяются импульсы, длительность которых равна $1/2f_{пн} - \tau$, где $f_{пн}$ — частота цветовой поднесущей. Чем выше $f_{пн}$, тем большей получается скважность выходного сигнала. Частотная модуляция преобразуется в широтно-импульсную. Фильтр нижних частот выделяет постоянную составляющую импульсов, которая оказывается пропорциональной модулирующему сигналу.

Частотные детекторы, выполненные на ТТЛ-микросхемах, получили название счетных. Схема простейшего детектора такого типа дана на рис. 2.46, *а* [2.39]. Детектор выполнен на четырех ячейках И—НЕ (например, микросхеме К155ЛА3). Частотно-модулированная поднесущая подается на первый вход четвертой ячейки непосредственно, а на второй—через три такие же ячейки, соединенные последовательно. В результате на второй вход четвертой ячейки поступает инвертированный входной сигнал (U_3 на рис. 2.46, *б*), задержанный на время 3τ, где τ — время задержки одной ячейки. На выходе четвертой ячейки получаются отрицательные импульсы (U_4 на рис. 2.46, *б*) длительностью 3τ, скважность которых зависит от частоты входного сигнала. Фильтр нижних частот выделяет постоянную составляющую, которая и является демодулированным сигналом. Амплитудно-частотная характеристика этого дискриминатора линейна в полосе от низких частот до частоты $f_{max}=1/6\tau$, полупериод которой равен задержке, создаваемой первой — третьей ячейками. Крутизна характеристики счетного дискриминатора пропорциональна задержке: $S=3\tau E\cdot 10^6$ В/МГц, где E — напряжение источника питания. Таким образом, с увеличением τ повышается чувствительность, но сокращается полоса пропускания. Микросхема К155ЛА3 создает задержку $\tau\approx 30$ нс на ячейку. При этом $f_{max}=10^9/6\cdot 30=$ $=5{,}5$ МГц, а $S=3\cdot 30\cdot 10^{-9}\cdot 5\cdot 10^6=0{,}45$ В/МГц. Чтобы увеличить кру-

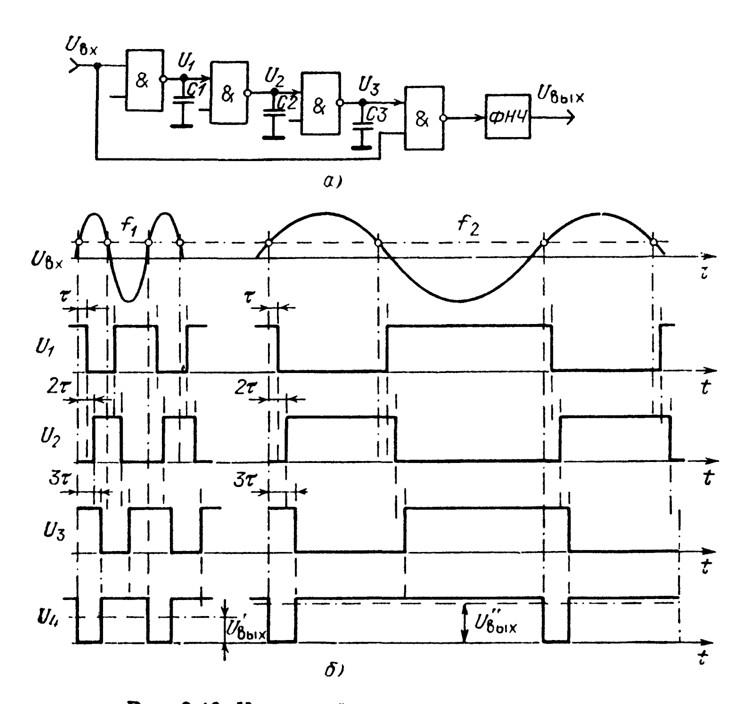


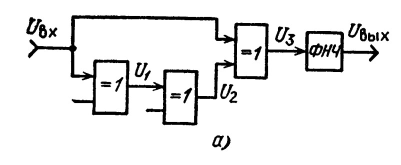
Рис. 2.46. Частотный детектор счетного типа:
а — функциональная схема; *б* — эпюры сигналов

тизну АЧХ, в дискриминатор включают дополнительно конденсаторы С1—С3, увеличивающие задержку.

Частотный детектор можно выполнить также на логических ячейках «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ», как это показано на рис. 2.47. Свойства таких ячеек описываются следующей матрицей, которая соответствует сложению по модулю 2.

$U_{вх1}$	$U_{вх2}$	$U_{вых}$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

На выходе третьей ячейки, как это видно на рис. 2.47, *б*, выделяются по два положительных импульса на каждый период входного сигнала, что увеличивает крутизну АЧХ. В качестве первой и второй ячеек могут использоваться любые логические схемы, инвертирующие сигнал («И—НЕ», «ИЛИ—НЕ», «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ»).



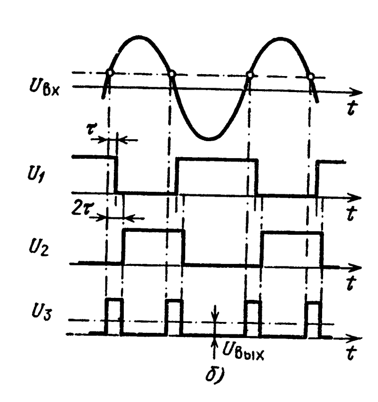


Рис. 2.47. Частотный детектор счетного типа на микросхемах исключающее ИЛИ:
а — функциональная схема; *б* — эпюры сигналов

Вместо последовательно включенных логических ячеек в счетном дискриминаторе может использоваться линия задержки. Если на линию подавать синусоидальный сигнал, а задержанный сигнал складывать с прямым в сумматоре, АЧХ дискриминатора будет гребенчатой формы, наподобие АЧХ блока задержки системы ПАЛ. Выбрав время задержки таким, чтобы нулевая частота соответствовала середине склона одной из косинусоидальных ветвей АЧХ, можно демодулировать цветовую поднесущую, но линейность выходного сигнала будет невысокой.

Лучшие результаты получаются, если сигнал ограничить по амплитуде, а в качестве каскада совпадения применить ячейку «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ» (рис. 2.48, *а*). Сигнал на выходе ячейки представляет собой импульсы, ширина которых определяется их частотой. На часто-

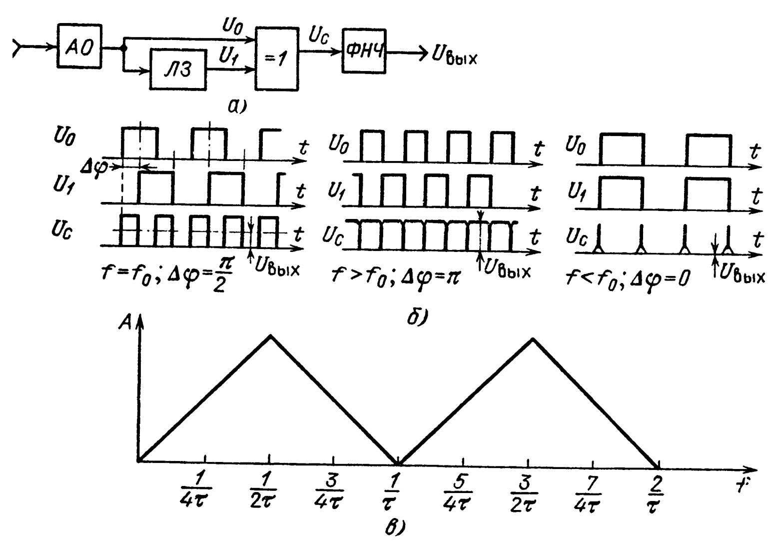
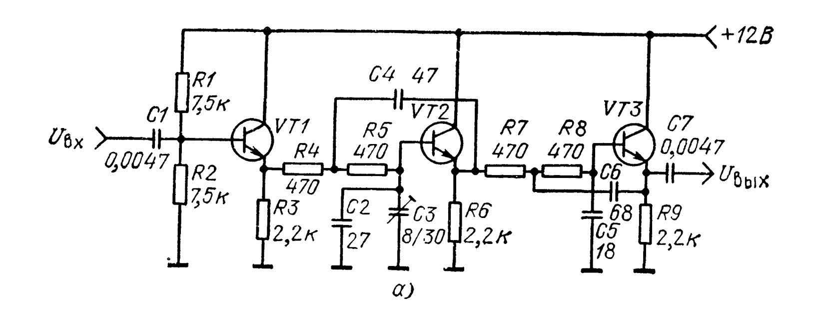


Рис. 2.48. Частотный детектор с линией задержки:
а — функциональная схема; *б* — эпюры сигналов; *в* — АЧХ



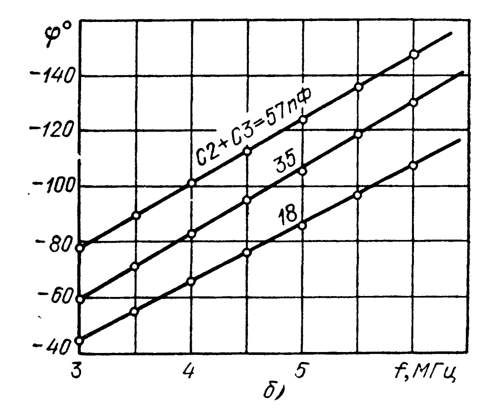


Рис. 2.49. Устройство задержки в виде активного фильтра:

а — электрическая схема; *б* — ФЧХ для разных *C2*+ +*C3*

тах $f=k/\tau$ ширина импульсов равна периоду сигнала. Амплитудно-частотная характеристика дискриминатора имеет вид линейно ломаной линии (рис. 2.48, *в*). Постоянная составляющая на выходе ФНЧ меняется от нуля до напряжения источника питания. Нулевую частоту выбирают на середине одного из линейных участков АЧХ:

$$f_0 = (2k + 1)/4\tau. \qquad (2.31)$$

Предельная полоса пропускания

$$\Delta F = \pm 1/4\tau. \qquad (2.32)$$

Пусть $k=2$. Тогда для дискриминатора $B-Y$

$\tau = 5 \cdot 10^{-6}/(4 \cdot 4{,}25) = 0{,}294$ мкс; $\Delta F = \pm 10^6/(4 \cdot 0{,}294) = \pm 0{,}85$ МГц.

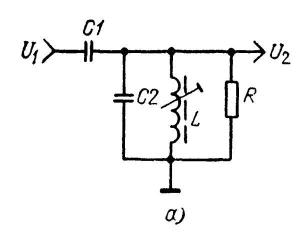
Оценим требуемую точность задержки

$$\Delta f = (2k + 1)/4\tau - (2k + 1)/4(\tau + \Delta\tau) = f_0/(1 + \tau/\Delta\tau).$$

Отсюда

$$\Delta\tau \leqslant \tau/(f_0/\Delta f - 1) \approx \tau\Delta f/f_0. \qquad (2.33)$$

Чтобы обеспечить $\Delta f \leqslant \pm 5$ кГц, погрешность задержки должна составлять $\Delta\tau \leqslant \pm 0{,}07$ нс, или $\leqslant 0{,}02$ %. Гарантировать такую точность задержки для серийных изделий без подстройки чрезвычайно сложно. Устройство задержки с подстройкой может быть выполнено в виде ак-



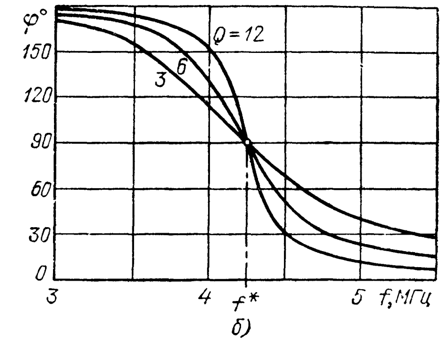


Рис. 2.50. Устройство задержки с *LC*-контуром:

а — электрическая схема; *б* — ФЧХ, рассчитанная по формуле (2.34)

тивного фильтра. Схема такого фильтра, использованного в профессиональном декодере СЕКАМ фирмы «Хирадаштехника» (Венгрия), приведена на рис. 2.49, *а*. Фильтр имеет линейную ФЧХ (рис. 2.49, *б*). Фазовый сдвиг увеличивается с ростом частоты. С помощью триммера С3 нулевая частота может подстраиваться.

Вместо линии задержки в дискриминаторе может также использоваться колебательный контур. Цепь задержки (рис. 2.50, *а*) содержит фазовращающий конденсатор *C1* и контур *LC2*. Резистор *R* обеспечивает требуемую добротность. Фазо-частотная характеристика цепи задержки описывается формулой

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega C_1 R \left(1 + \dfrac{C_2}{C_1} - \dfrac{\omega_0^2}{\omega^2} \dfrac{C_2}{C_1}\right)} =$$

$$= \operatorname{arctg} \frac{1}{Q\left(\dfrac{1+A}{A} \dfrac{\omega}{\omega_0} - \dfrac{\omega_0}{\omega}\right)},$$

где $\omega_0 = 1\sqrt{LC_2}$; $A = C_2/C_1$; $Q = \omega_0 C_2 R$.

Введя параметр $\omega^* = \omega_0\sqrt{A/(1+A)}$, соответствующий частоте, на которой фазовый сдвиг $\varphi = 90°$, получаем

$$\varphi(\nu) = \operatorname{arctg} \frac{1}{Q\sqrt{\dfrac{1+A}{A}}\,\nu^*}, \qquad (2.34)$$

где $\nu^* = \omega/\omega^* — \omega^*/\varphi$ — обобщенная расстройка относительно частоты ω^*.

На рис. 2.50, *б* приведены ФЧХ рассмотренной резонансной системы для $A=2$ и $Q=3{,}6$ и 12. Форма характеристик близка к синусоидальной. Фазовый сдвиг уменьшается с ростом частоты. Линейность АЧХ получается хуже, чем при использовании линии задержки. Однако дешевизна и простота настройки контура, а также возможность обеспечить требуемую температурную стабильность подбором ТКЕ контурного конденсатора обусловили широкое применение такой цепи в ЧД цветных телевизоров.

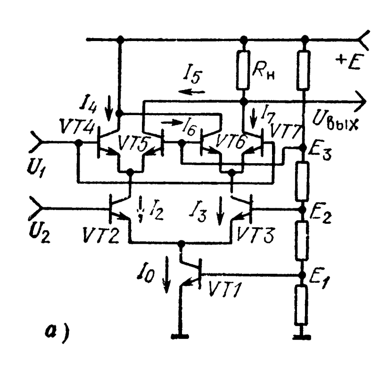


Рис. 2.51. Электрическая схема аналогового перемножителя

$U_{вх1}$	$U_{вх2}$	$U_{вых}$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

б)

В качестве каскада совпадения обычно используют аналоговый перемножитель, схема которого дана на рис. 2.51. Работа перемножителя описывается таблицей истинности (рис. 2.51, *б*). Как и логическая схема «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ», перемножитель формирует на выходе два импульса на каждый период входного сигнала. При сдвиге фаз входных сигналов на 90° длительность выходных импульсов равна половине периода сигнала. Это соответствует нулевой частоте, когда после интегрирования выходное напряжение $U_{вых}=E-I_0R_н/2$. При фазовом сдвиге 0° $U_{вых}=E$, а при $\Delta\varphi=180°$ $U_{вых}=E-I_0R_н$. Когда сигнал отсутствует, выходное напряжение перемножителя поддерживается на уровне $E-I_0R_н/2$, т. е. совпадает с нулевым уровнем. В этом заключается существенное преимущество перемножителя по сравнению с каскадом совпадения на логической ячейке (И—НЕ, или исключающее ИЛИ). Логические схемы при отсутствии сигналов на обоих входах дают на выходе либо напряжение низкого уровня (лог. 0), либо напряжение высокого уровня (лог. 1). В результате на участках строчного гашения, где отсутствует поднесущая, в выходном сигнале формируются положительные или отрицательные импульсы, превышающие амплитуду полезного сигнала. Чтобы устранить эти импульсы и сформировать площадки фиксации, требуются дополнительные устройства, усложняющие канал цветности. Поэтому ЧД на микросхемах ТТЛ используются только в декодерах для профессиональной аппаратуры.

Кратко остановимся еще на одной разновидности ЧД второй группы. Это ЧД с использованием гираторов. Напомним, что гиратор — это электронное устройство, которое обращает сопротивление, подключенное к его выходу. Например, если к выходу гиратора присоединен конденсатор емкостью C, то полное входное сопротивление гиратора оказывается равным $z_{вх}=aj\omega C$, т. е. эквивалентно индуктивности $L_{вх}=aC$. Поэтому, используя гираторы, можно построить электрический фильтр или линию задержки, не содержащие индуктивностей. Основу гираторов составляют операционные усилители с цепями обратной связи.

В качестве ЧД можно использовать систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Имеется значительное число работ, посвященных теории и расчету таких систем, например [2.40; 2.41 и др.]. Структурная схема ЧД в виде системы ФАПЧ приведена на рис. 2.52, *а*. Он содержит фазовый детектор *ФД*, *ФНЧ* и генератор, управляемый напряжением *ГУН*. Пусть в момент включения ФАПЧ частота сигнала $f_с$ ниже частоты *ГУН* $f_г$. Тогда на выходе *ФД* появится сигнал ошиб-

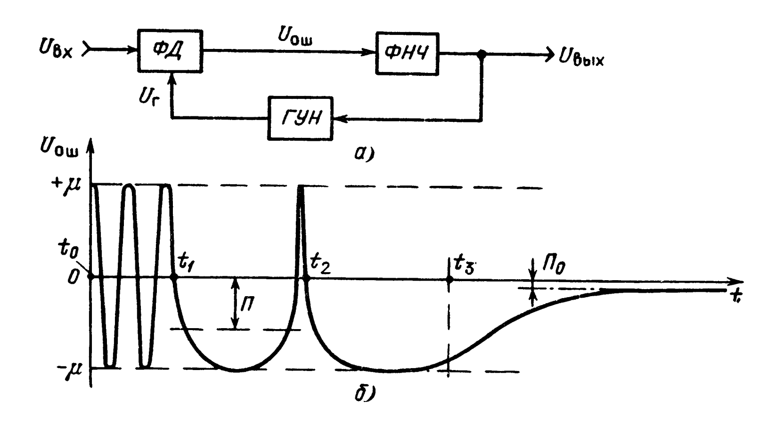


Рис. 2.52. Частотный детектор в виде системы ФАПЧ:
а — функциональная схема; *б* — форма сигнала на выходе ФД

ки в виде биений $U_{ош}=\mu\sin(2\pi\Delta ft)$ с частотой $\Delta f=f_г-f_c$. Если петля автоподстройки разомкнута, биения имеют синусоидальную форму (участок t_0—t_1 на рис. 2.52, *б*). Амплитуда синусоиды μ соответствует максимально возможному размаху сигнала на выходе *ФД*. После замыкания петли автоподстройки в момент t_1 сигнал от *ФД* будет воздействовать на частоту *ГУН*. Знак этого воздействия получается различным для положительных и отрицательных полуволн сигнала биений, например, отрицательные полуволны будут уменьшать разностную частоту биений, а положительные — увеличивать ее. Напряжение на выходе *ФД* примет форму, показанную на участке t_1—t_2 рис. 2.52, *б*.

Постоянная составляющая сигнала биений *П* вызовет дальнейшую перестройку *ГУН* в сторону уменьшения Δf. Если при включении ФАПЧ $f_г>f_c$ сигнал биений изменит полярность и его положительные полуволны будут иметь бóльшую длительность, чем отрицательные. И опять приращение постоянной составляющей будет вызывать уменьшение расстройки до тех пор, пока частота *ГУН* не станет равной частоте сигнала, т. е. ФАПЧ перейдет в синхронный режим работы. При этом сигнал на выходе *ФД* становится апериодическим (участок правее t_3 на рис. 2.52, *б*). Затем происходит перестройка фазы *ГУН*, направленная в сторону уменьшения разности фаз $\Delta\varphi=\varphi_г-\varphi_c$. Стационарное состояние системы наступит при некоторой остаточной разности фаз $\Delta\varphi_0$, которая называется статической фазовой ошибкой и определяется разностью начальных частот сигнала и *ГУН*.

В установившемся режиме напряжение на выходе *ФД* будет равно $П_0$. При медленном изменении частоты сигнала f_c *ГУН* отслеживает это изменение и $\Delta\varphi$ растет до тех пор, пока не произойдет срыв синхронизма, вызванный ограниченным диапазоном перестройки *ГУН*. Полоса частот, в пределах которой поддерживается синхронный режим, называется полосой удержания. Если входной сигнал частотно-модулированный, ФАПЧ отслеживает мгновенное изменение его частоты, а напряжение на входе *ГУН* повторяет форму модулирующего сигнала на передающей стороне. Поэтому вход управления *ГУН* является выходом детектора ФАПЧ. Вместе с сигналом в ФАПЧ проникают поме-

ки. Для уменьшения влияния флуктуационных помех и подавления нежелательных компонент сигнала ошибки служит *ФНЧ*. Уменьшение полосы пропускания этого фильтра ослабляет действие помех, но вместе с тем ограничивает диапазон начальных расстроек *ГУН*, в котором система входит в синхронизм (полосу захвата ФАПЧ).

Классифицируются ФАПЧ по форме АЧХ системы (включая фильтр) с разомкнутой петлей обратной связи. Порядок ФАПЧ определяется числом полюсов передаточной функции, а тип — числом полюсов в начале координат. Параметры фильтра выбирают из условий компромисса между полосой захвата и помехозащищенностью системы. На полосу удержания фильтр не оказывает влияния, так как в синхронном режиме сигнал ошибки на выходе *ФД* апериодичен (присутствует только постоянная составляющая). Фазовый детектор обычно выполняется в виде аналогового перемножителя. Чтобы на нулевой частоте сигнал на выходе *ФД* был равен нулю, входной сигнал и сигнал от *ГУН* должны быть ортогональны.

Пусть ФАПЧ находится в синхронном режиме. Тогда сигналы на входах *ФД* отличаются только по фазе:

$$u_c = U_c \cos(\omega t + \varphi_c); \qquad u_г = U_г \sin(\omega t + \varphi_г).$$

Сигнал на выходе перемножителя

$$u_{ош} = u_c u_г = U_c U_г [\sin\omega t \cos\omega t (\sin\varphi_c \sin\varphi_г - \cos\varphi_c \cos\varphi_г) + \sin^2\omega t \sin\varphi_c \cos\varphi_г - \cos^2\omega t \cos\varphi_c \sin\varphi_г]. \quad (2.35)$$

После преобразования получим

$$u_{ош} = \frac{U_c U_г}{2} [\sin 2\omega t \cos(\varphi_c + \varphi_г) + \cos 2\omega t \sin(\varphi_c + \varphi_г) - \sin(\varphi_c - \varphi_г)] \quad (2.36)$$

Составляющие выходного сигнала с удвоенной частотой задерживаются *ФНЧ*. Член $\sin(\varphi_c - \varphi_г)$ является полезной информацией. Значит, зависимость выходного напряжения *ФД* от разности фаз сигналов имеет синусоидальную форму с максимумами при разности фаз $\pm\pi/2$. Амплитудно-частотная характеристика *ЧД* ФАПЧ повторяет форму характеристики *ФД*. Расстояние между максимумами АЧХ может быть найдено по формуле $2\Delta f = \frac{\Delta\varphi}{\pi} f_0$. При $f_0 = 4{,}25$ МГц и $\Delta\varphi = \pi/2$, $2\Delta f = 2{,}12$ МГц, что достаточно для *ЧД* в приемнике СЕКАМ. Для линеаризации *АЧХ* детектора сигнал цветовой поднесущей ограничивают по амплитуде, преобразуя в импульсы, близкие по форме к прямоугольной.

Генератор, управляемый напряжением в *ЧД* ФАПЧ, выполняют в виде мультивибратора, который обеспечивает наибольший диапазон перестройки. В сигнале СЕКАМ относительно велик индекс модуляции. При передаче цветовых переходов ширина спектра увеличивается до $\pm 1{,}5$ МГц. При быстрых скачках частоты фронт демодулированного сигнала затягивается из-за инерционности петли авторегулирования ФАПЧ. Чтобы искажения на переходах не были заметны, полосу пропускания ФНЧ приходится расширять, что ухудшает помехозащищенность ФАПЧ.

Следующая особенность сигнала СЕКАМ — отсутствие поднесущей на участках, где передаются строчные синхроимпульсы. В эти интервалы времени ФАПЧ выходит из синхронизма, а с появлением опорного пакета поднесущей вновь входит в синхронизм. Систему ФАПЧ, работающую в таком режиме, называют радиоимпульсной. При ее раз-

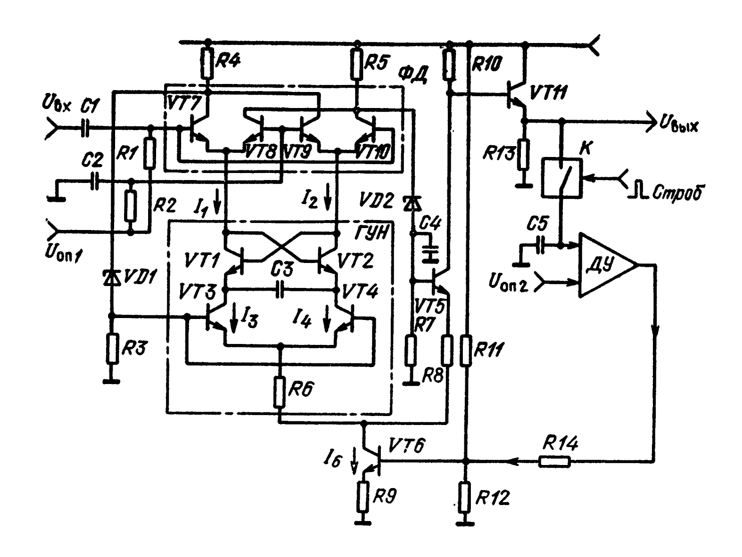


Рис. 2.53. Электрическая схема частотного детектора ФАПЧ

работке стремятся уменьшить время вхождения в синхронизм, чтобы оно не распространялось на активный интервал строки.

Стандартным способом, обеспечивающим сокращение переходного процесса, является введение в состав ФАПЧ запоминающего устройства, которое поддерживает в период гашения по строкам напряжение на входе управления *ГУН*, соответствующее частоте немодулированной поднесущей. Такое решение содержится, например, в [2.42]. На рис. 2.53 приведена принципиальная схема ЧД ФАПЧ, выполненная в соответствии с этим патентом. Генератор состоит из релаксационного генератора на транзисторах *VT1* и *VT2*, генератора тока *VT3*, *VT4* и конденсатора *C3*, время перезарядки которого, определяющее период колебаний, зависит как от его емкости, так и от токов, задаваемых транзисторами *VT3* и *VT4*. Выходной сигнал ГУН в виде токов I_1 и I_2 поступает на ФД, выполненный в виде аналогового перемножителя на транзисторах *VT7—VT10*. На второй вход ФД через конденсатор *C1* подан входной ЧМ сигнал. Сигнал ошибки выделяется в виде разности напряжений на резисторах *R4* и *R5*. Через стабилитроны *VD1* и *VD2*, выполняющие функции элементов связи, эта разность напряжений подается на вход дифференциального усилителя, образованного, с одной стороны, транзисторами *VT3* и *VT4*, а с другой — транзистором *VT5*. Фильтр нижних частот, определяющий режим вхождения системы в синхронизм, состоит из резисторов *R3—R5* и *R7*, а также конденсаторов *C2* и *C4*.

Сигнал ошибки меняет токи через *VT3* и *VT4* так, что фаза *ГУН* приближается к фазе сигнала. При демодуляции ЧМ сигнала динамический сигнал ошибки, соответствующий модулирующему сигналу, выделяется на резисторе *R10* и через эмиттерный повторитель *VT11* поступает на выход устройства. Чтобы обеспечить в интервалах гашения поднесущей постоянный уровень выходного сигнала, соответствующий

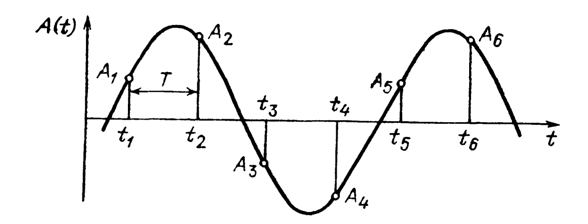


Рис. 2.54. Дискретизация аналогового сигнала

частоте немодулированной поднесущей, применена дополнительная цепь обратной связи, содержащая ключ *К*, конденсатор *С5* и дифференциальный усилитель *ДУ*. Ключ *К* замыкается стробирующим импульсом, и конденсатор *С5* заряжается до напряжения, соответствующего демодулированным защитным пакетам поднесущей на обратном ходу по строкам. Это напряжение сравнивается в *ДУ* с опорным уровнем $U_{оп2}$. Сигнал ошибки управляет генератором тока на транзисторе *VT6*. Ток этого генератора питает усилитель *VT3*, *VT4—VT5* и поэтому влияет на частоту *ГУН*. Переходный процесс заканчивается, когда выходное напряжение *ЧД* на обратном ходу станет равным $U_{оп2}$. Тем самым обеспечивается неискаженное воспроизведение участков сигнала, соответствующих защитным пакетам поднесущей, что необходимо для стабильного поддержания цветового баланса.

Частотные детекторы ФАПЧ применены в микросхемах декодера СЕКАМ TDA3520, К174ХА16 и А3520 (Германия).

Недостатки таких ЧД — перекрестные искажения, вызванные излучениями ГУН, а также сложность электрической схемы, что увеличивает площадь кристалла.

Четвертую группу частотных детекторов составляют устройства, обеспечивающие демодуляцию цифрового ЧМ сигнала.

Если частота цветовой поднесущей получает приращение Δf, то выражение для аналогового ЧМ сигнала принимает вид:

$$u(t) = A_0 \sin\left[2\pi \int_0^t (f_0 + \Delta f)\, dt\right] = A_0 \sin\left[2\pi (f_0 + \Delta f)\, t\right].$$

После того, как ЧМ сигнал, например цветовая поднесущая СЕКАМ, проходит АЦП, он превращается в последовательность двоичных слов, соответствующих выборкам аналогового сигнала A_1, A_2, A_3 и т. д. (рис. 2.54), отстоящим на интервалы времени, равные периоду тактовой частоты $T = 1/f_т$. Тогда:

$$A_1 = A_0 \sin[2\pi(f_0+\Delta f)t_1]; \quad A_2 = A_0 \sin[2\pi(f_0+\Delta f)(t_1+T)]; \quad A_3 = A_0 \times \sin[2\pi(f_0+\Delta f)(t_1+2T)]$$

и т. д. Демодуляция цифрового сигнала цветности преобразует его в цифровой цветоразностный сигнал.

Цифровой ЧД должен иметь малую систематическую ошибку вычисления девиации; нелинейность демодуляционной характеристики не должна превышать принятых для приемника СЕКАМ норм; ЧД должен иметь достаточное быстродействие, чтобы не вносить дополнительных искажений в переходную характеристику цветоразностного сигнала. Общая сквозная задержка сигнала может составлять несколько микросекунд. Важным требованием является работоспособность ЧД при стандартной тактовой частоте 13,5 МГц.

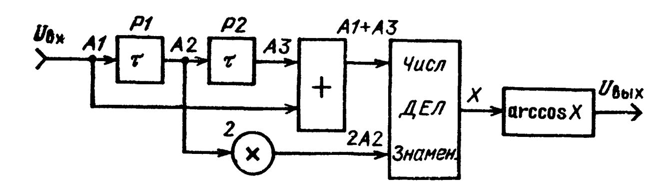


Рис. 2.55. Функциональная схема цифрового частотного детектора с вычислителем arccos *x*

Существует значительное число алгоритмов демодуляции дискретного ЧМ сигнала. Рассмотрим основные из них.

Один из наиболее простых цифровых ЧД предложен в [2.43]. Для вычисления значений мгновенной частоты в нем используются три последовательные выборки ЧМ сигнала, например A_1, A_2 и A_3 (рис. 2.54). Эти выборки при отсутствии модуляции:

$$A_1 = A_0 \sin \omega t_1; \quad A_2 = A_0 \sin \omega (t_1 + T); \quad A_3 = A_0 \sin \omega (t_1 + 2T).$$

Уравнения решают совместно, исключая A_0 и t_1. После преобразований:

$$\omega = \frac{1}{T} \arccos \frac{A_1 + A_3}{2A_2}. \tag{2.37}$$

Функциональная схема ЧД, работающего в соответствии с алгоритмом (2.37), приведена на рис. 2.55. Сигналы A_2 и A_3 формируются с помощью двух регистров, обеспечивающих задержку $\tau = T = 1/f_т$. На выходе сумматора выделяется сигнал $A_1 + A_3$. Умножение на два осуществляется сдвигом сигнала A_2 на один разряд. Быстродействующий делитель *ДЕЛ* дает на выходе значения аргумента формулы (2.37). Функция arc cos *X* вычисляется с помощью ПЗУ, на адресные входы которого подан двоичный сигнал, соответствующий аргументу. При этом из ячейки ПЗУ с адресом, равным значению аргумента, считывается заложенное туда значение функции. Амплитудно-частотная характеристика такого ЧД имеет пилообразную форму, как на рис. 2.48. Для работы используется участок АЧХ, ограниченный значениями частоты $0 < f < 1/2\tau$. Конструкция ЧД существенно упрощается, если не вычислять функцию arc cos *X*. Тогда алгоритм работы устройства принимает вид

$$\cos \omega t = (A_1 + A_3)/2A_2. \tag{2.38}$$

В результате такого упрощения форма АЧХ становится косинусоидальной. Если тактовую частоту выбрать равной $f_т = f_0$, где f_0 — центральная частота демодуляционной характеристики, то нелинейные искажения укладываются в нормы, принятые для аналоговых ЧД. Примененная в рассмотренном ЧД операция деления на выборку A_2 уменьшает зависимость выходного сигнала от амплитуды поднесущей, т. е. в определенной степени заменяет амплитудный ограничитель аналогового канала цветности. Вместе с тем использование операции деления является и недостатком устройства, поскольку аппаратурная реализация ее достаточно сложна. Кроме того, A_2 может принимать нулевые значения, что ведет к сбоям в работе ЧД.

Если тактовая частота $f_т = 4f_0$, то в выходном сигнале появляется постоянная составляющая и увеличивается нелинейность демодуляционной характеристики.

Ряд алгоритмов цифровой демодуляции ЧМ сигнала основан на

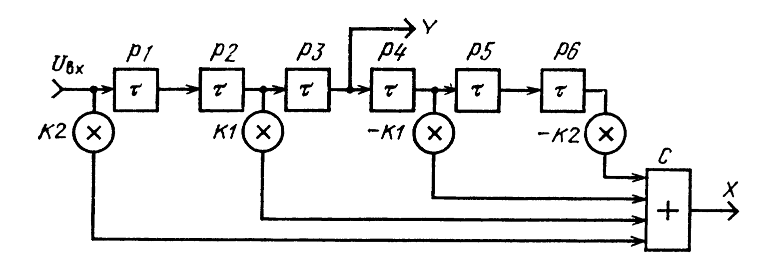


Рис. 2.56. Функциональная схема фильтра Гильберта шестого порядка

том, что предварительно вычисляется последовательность отсчетов $X(t)$, ортогональная входному сигналу $Y(t)$. Сигналы $Y(t)$ и $X(t)$ называются сопряженными по Гильберту.

Сигнал $X(t)$ находится с помощью преобразования Гильберта

$$X(t) = -\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{Y(\tau)}{\tau - t}\,d\tau. \qquad (2.39)$$

Если $Y(t) = A_0 \sin\,[2\pi(f_0 + \Delta f)t]$, то $X(t) = A_0 \cos\,[2\pi(f_0 + \Delta f)t]$. Для получения сопряженного по Гильберту дискретного сигнала $X(t)$ обычно используется нерекурсивный фильтр. Такой фильтр, который называется фильтром Гильберта, содержит $2n$ звеньев задержки на такт, где n — нечетное число. Синусоидальная составляющая сигнала Y снимается после n звеньев задержки (рис. 2.56). Косинусоидальная составляющая X формируется с помощью сумматора C, на входы которого через умножители на весовые коэффициенты $K_к$ поданы сигналы, задержанные на четное число тактов $t = 2iT$, где $i = 0, 1, 2, \ldots, n$. Модули значений коэффициентов зеркально-симметричны относительно отвода Y, а знаки коэффициентов в правой и левой частях фильтра противоположны.

Готовые таблицы значений коэффициентов дискретного фильтра Гильберта содержатся в работе [2.44]. Порядок фильтра (число звеньев задержки) получается тем большим, чем меньше должна быть погрешность вычисления и чем шире полоса частот, в которой обеспечивается квадратурность сигналов. Полоса задается отношением верхней частоты к нижней $f_в/f_н(f_в + f_н)/2 = f/4$.

Если $f_т = 17{,}144$ МГц, то центральная частота сигнала f_0 совпадает с центральной частотой характеристики фильтра Гильберта, равной $f_т/4$. В результате порядок фильтра может быть уменьшен до двух. Фильтр содержит только два умножителя на коэффициенты $K1 = 0{,}5$ и $-K1 = -0{,}5$. При этом $X(t) = \frac{1}{2}\,[Y(t+T) - Y(t-T)] = A_0 \sin\,(2\pi f_0 T + 2\pi\Delta f\,)\cos\,[2\pi(f_0 + \Delta f)t]$. Когда $T = 1/4f_0$ и $\Delta f = 0$, $X(t) = A_0 \cos\,[2\pi(f_0 + \Delta f)t]$. С ростом девиации погрешность квадратуры увеличивается, как это показано на рис. 2.57, *а* (график *1*). Но и для максимального значения девиации $\Delta f = \pm 350$ кГц погрешность вычисления квадратуры не превышает $\delta \leqslant 0{,}15°$, что допустимо.

Задача усложняется, если тактовая частота не равна учетверенной центральной. Так, при $f = 13{,}5$ МГц центральная частота сигнала f_0 оказывается значительно смещенной по отношению к центру характе-

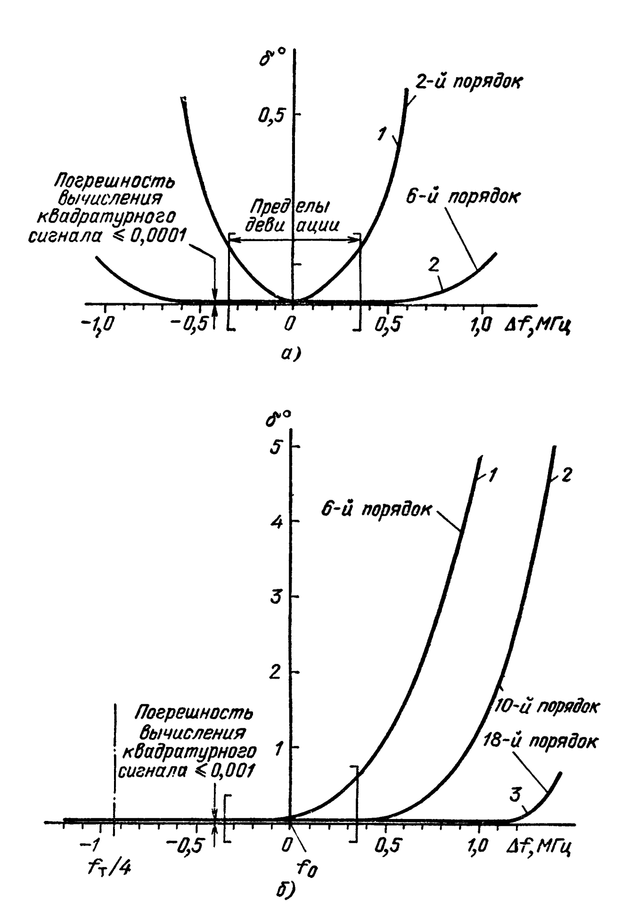


Рис. 2.57. Фильтр Гильберта. Зависимость угловой ошибки от девиации: *а* — $f_T = 4f_0 = 17{,}144$ МГц (кривая *1* — $K1 = 0{,}5$; кривая *2* — $K1 = 0{,}564642 \approx 2^{-1} + 2^{-2} + 2^{-9}$; $K2 = 0{,}064692 \approx 2^{-4} + 2^{-9}$; $f_в/f_н = 1{,}316$); *б* — $f_т = 13{,}5$ МГц (кривая *1* — $K1 = 0{,}569121$, $K2 = 0{,}069621$, $f_в/f_н = 1{,}633$; кривая *2* — $K1 = 0{,}598261$, $K2 = 0{,}118207$, $K3 = 0{,}020445$, $f_в/f_н = 2{,}444$; кривая *3* — $K1 = 0{,}620765$, $K2 = 0{,}168466$, $K3 = 0{,}065477$, $K4 = 0{,}022638$, $K5 = 0{,}005363$, $f_в/f_н = 4{,}358$)

ристики фильтра Гильберта ($f_т/4$ на рис. 2.57, *б*). Для девиации +350 кГц отношение $f_в/f_н$ фильтра Гильберта увеличивается до 4,636/2,114=2,192. Чтобы обеспечить при этом в диапазоне рабочих девиаций малую погрешность квадратуры, порядок фильтра Гильберта приходится увеличивать до 10 (график 2 на рис. 2.57, *б*). Для упрощения формирования коэффициентов их можно округлить до степеней двух:

$$K1 = 2^{-1} + 2^{-3} - 2^{-6} - 2^{-7} = 0{,}6015625;$$

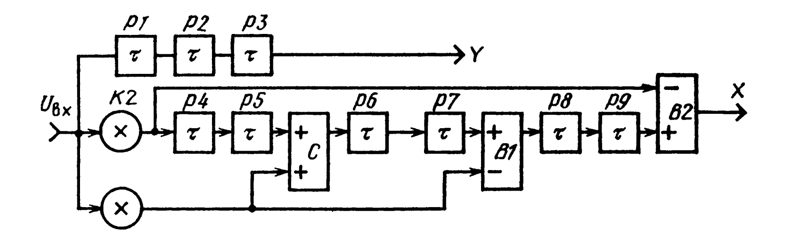


Рис. 2.58. Функциональная схема фильтра Гильберта шестого порядка с уменьшенным количеством умножителей на коэффициенты

$$K2 = 2^{-3} - 2^{-9} = 0,123046875;$$

$$K3 = 2^{-6} + 2^{-7} = 0,0234375.$$

Погрешность квадратуры в полосе ± 350 кГц при этом не превышает 0,075°.

Умножители на коэффициенты являются наиболее сложными звеньями фильтра Гильберта. Число умножителей при использовании функциональной схемы, приведенной на рис. 2.58, сокращается.

Сформировав сигнал $X(t)$, ортогональный входному сигналу $Y(t)$, можно найти мгновенную фазу ЧМ сигнала:

$$\alpha(t) = \operatorname{arctg} \frac{Y(t)}{X(t)}.$$

Приращение фазы двух отсчетов дискретного ЧМ сигнала, отстоящих друг от друга на интервал времени nT, составляет:

$$\alpha_0 + \Delta\alpha = \frac{2\pi n}{f_т} (f_0 - \Delta f).$$

Здесь α_0 — разность фаз сравниваемых отсчетов при $\Delta f = 0$. Отсюда

$$\Delta f = \frac{f_т}{2\pi n} \left[\Delta\alpha + \left(\alpha_0 - 2\pi n \frac{f_0}{f_т}\right)\right].$$

Если $n=4$ и $f_т = 4f_0$, то $\Delta f|_{\Delta\alpha=0} = 0$ или $\alpha_0 = 2\pi$. Окончательно получаем

$$\Delta f = \frac{f_т}{2\pi n} \left[\Delta\alpha + 2\pi \left(1 - n \frac{f_0}{f_т}\right)\right]. \qquad (2.40)$$

Таким образом, вычисляя приращение мгновенной фазы ЧМ сигнала за определенный интервал времени, можно определить девиацию частоты.

Аппаратная реализация рассмотренного метода предложена в работах [2.45], [2.46]. С помощью фильтра Гильберта находится квадратурная составляющая сигнала $X(t)$. Быстродействующий делитель вычисляет аргумент $\frac{Y(t)}{X(t)}$. Значения $\operatorname{arctg} \frac{Y}{X}$ определяются с помощью ПЗУ.

Недостаток такого решения — сбои в делителе при $X(t) = 0$ — устранен в работе [2.47], где функция $\operatorname{arctg} \frac{Y}{X}$ вычисляется непосредст-

венно с помощью итерационного алгоритма. Функциональная схема ЧД показана на рис. 2.59. В его состав входит фильтр Гильберта *ФГ*, формирующий две ортогональные последовательности отсчетов Y_0 и X_0, блок *БВФ* вычисления фазы $\varphi(t) = \operatorname{arctg}\dfrac{Y}{X}$, блок восстановления квадранта *БВК*, вычислитель разности фаз *ВРФ*, блок коррекции фазы *БКФ* и вычислитель девиации *ВД*.

Построение блока вычисления фазы основано на итерационном алгоритме Волдера [2.48] и содержит три группы вычислителей, каждая из которых состоит из N последовательно соединенных итерационных ступеней; i-я ступень вычислителей определяет $(i+1)$-е значения отсчетов сигналов:

$$\left.\begin{aligned} &\text{1-я группа: } Y_{i+1} = Y_i - \xi_i X_i 2^{-i},\\ &\text{2-я группа: } X_{i+1} = X_i + \xi_i Y_i 2^{-i},\\ &\text{3-я группа: } \varphi_{i+1} = \varphi_i + \xi_i \operatorname{arctg} 2^{-i}, \end{aligned}\right\} \qquad (2.41)$$

где $|\xi_i| = 1$; $\operatorname{sign}\xi_i = \operatorname{sign} Y_i$; $i = 0,1,2,\ldots$

Третья группа вычислителей определяет значение угла φ_{i+1}. Исходное значение угла (константа) составляет 45°.

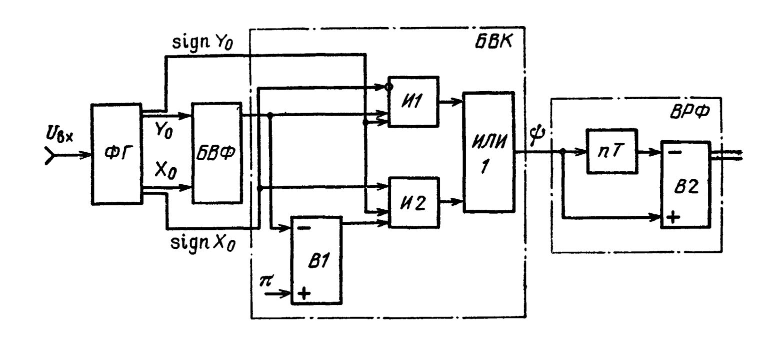
На первой ступени итерации по текущим значениям Y_0 и X_0, поступающим от фильтра Гильберта, определяется значение ξ_1. На второй ступени находится ξ_2 и уточненное значение угла φ_2, которое получается либо прибавлением, либо вычитанием (в зависимости от $\operatorname{sign}\xi_1$) из 45° угла 45/2=22,5°. На выходе N-й ступени вычислителей φ_{i+1} получается мгновенное значение фазы цветовой поднесущей с точностью, которая определяется числом N ступеней итерации. Вычислитель не дает сбоев при $X_0=0$.

Полученное значение угла лежит в первом квадранте. Между тем истинное значение угла ψ может находиться в любом из четырех квадрантов. Блок БВК вычисления квадранта предназначен для нахождения ψ. Алгоритм БВК соответствует следующей таблице.

Квадрант	sign Y	sign X	φ
I	+	+	φ
II	+	—	$180° - \varphi$
III	—	—	$-(180° - \varphi)$
IV	—	+	$-\varphi$

На выходе БВК получается истинное мгновенное значение фазового угла ψ в интервале $\pm 180°$.

В вычислителе разности фаз ВРФ определяется приращение $\Delta\psi$ мгновенной фазы за n тактов, например, за период. Сигнал $\Delta\psi$ на выходе ВРФ заключен в интервале $\pm 180°$, т. е. охватывает все четыре квадранта. Пусть $n=4\tau$. Если сравниваемые в ВРФ отсчеты лежат в пределах квадрантов I или IV, то, вычитая их, получаем истинную разность фаз. Например, 70°—20°=50°; 15°—(—30°)=45°. Однако если сравниваемые отсчеты лежат в квадрантах II или III, на выходе *В2* получается $\Delta\psi=300°$, тогда как действительная разность фаз состав-



ляет $+60°$. Чтобы исключить эту погрешность, в состав ЧД введен блок коррекции фазы БКФ, который содержит звено *ИЛИ2*, сигналы на которое поступают через два каскада совпадения *И3* и *И4*. На *И4* подан сигнал $\Delta\psi$ с его знаковым разрядом sign $\Delta\psi$. На *И3* поступает сигнал $(360°-\Delta\psi)$, сформированный вычитателем *В3*. Управляются каскады совпадения знаковым разрядом с выхода *В4*. Когда $|\Delta\psi|<180°$, sign $(180°-\Delta\psi)=0$. Открывается *И4*, и на выход *БКФ* проходит сигнал $\Delta\psi$ с его знаком: $\Delta\alpha=\Delta\psi$. Если $|\Delta\psi|<180°$, то sign$|180°-\Delta\psi|=1$. Открывается *И3*. На выход БКФ проходит сигнал $\Delta\alpha=360°-\Delta\psi$ со знаком $(-\Delta\psi)$. При этом искажения устраняются. Пусть $\Delta\psi=160°-(-140°)=300°>180°$. Открывается *И3*, и на выход БКФ проходит сигнал $\Delta\alpha=360°-\Delta\psi=360°-300°=60°$, что соответствует истинному значению разности фаз.

Если $f_т=4f_0=17{,}144$ МГц и $n=4$, то в соответствии с (2.40):

$$\Delta f=0{,}341\Delta\alpha.$$

Для стандартного значения тактовой частоты $f_т=13{,}5$ МГц и $n=4$:

$$f_т/2\pi n=0{,}537; \quad 2\pi(1-nf_0/f_т)=0{,}5398\pi;$$

$$\Delta f=0{,}537(\Delta\alpha-1{,}6959).$$

В выходном сигнале появляется постоянная составляющая. Для ее компенсации служит блок вычисления девиации БВД, где из $\Delta\alpha$ вычитается константа $2\pi(1-nf_0/f_т)$.

Рассмотренный ЧД имеет следующие преимущества:

его модуляционная характеристика линейна в широком диапазоне девиации;

алгоритм ЧД не содержит операций умножения или деления сигнала на сигнал;

не возникает сбоев при $X_0=0$;

сигнал X_n на выходе последней итерационной ступени блока БВФ пропорционален амплитуде сигнала цветности и может использоваться для управления схемой АРУ цветности: $X_n=K\sqrt{X_0^2+Y_0^2}$.

ЧД работоспособен при $f_т\neq 4f_0$;

ЧД не чувствителен к амплитуде входного сигнала.

Чтобы погрешность вычисления девиации не превышала 5 кГц, БВФ должен содержать не менее восьми ступеней итерации.

В приложении 17 дана математическая модель рассмотренного ЧД.

Следующий тип цифрового ЧД основан на том, что девиация час-

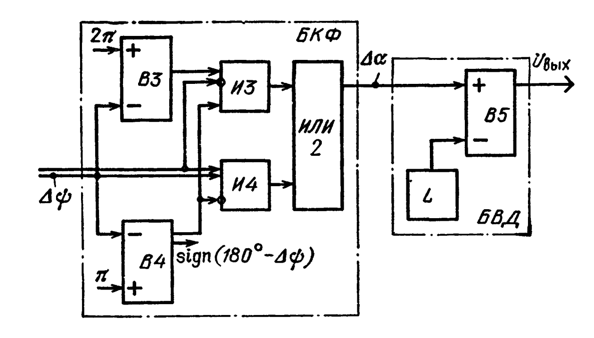


Рис. 2.59. Цифровой частотный детектор с вычислителем мгновенной фазы

тоты может быть найдена дифференцированием по времени выражения для мгновенной фазы

$$\Delta f(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d}{dt}\left[\operatorname{arctg}\frac{Y}{X}\right] = \frac{Y'X - X'Y}{X^2 + Y^2}. \qquad (2.42)$$

В работе [2.49] предложен цифровой ЧД, использующий этот алгоритм.

Предварительно по текущим отсчетам Y входного ЧМ сигнала находят квадратурную составляющую X и производные по времени Y' и X'. Затем выполняют необходимые действия над полученными сигналами — возведение в квадрат, перемножение, вычитание, суммирование и деление. Преобразование Гильберта и выражения для производных вычисляют приближенно как суммы бесконечных рядов с ограничением числа членов. Реализуются вычислители в виде нерекурсивных фильтров.

Достоинство метода — возможность непосредственного определения девиации; недостатки — сложность аппаратурной реализации и систематические ошибки, вызванные использованием приближенных методов вычисления.

Частотный детектор в виде цифровой системы ФАПЧ [2.50]. В состав ЧД (рис. 2.60) входит фильтр Гильберта *ФГ*, два перемножителя, вычитатель *В*, *ФНЧ* и *ГУН*, содержащий сумматоры *С1*, *С2*, *D*-триггер *ДТ* и два *ПЗУ*, запрограммированных на функции $\sin\varphi_2$ и $\cos\varphi_2$.

На счетный вход триггера *ДТ* поступают тактовые импульсы с частотой $f_т$, а на первый вход *С1* подано двоичное число p. Пусть $p=16$, а сумматор *С2* шестиразрядный, т. е. его максимальный выходной сигнал равен $2^6=64$; *С1*, *С2* и *ДТ* образуют аккумулятор. С каждым импульсом тактовой частоты значение сигнала на выходе *С2* увеличивается на 16 по линейному закону. Если сигнал от *ФНЧ* равен нулю, то на выходе *С2* формируется пилообразный сигнал U_1, период которого равен четырем периодам тактовой частоты. Постоянные запоминающие устройства формируют из пилообразного сигнала U_1 цифровые синусоидальный и косинусоидальный сигналы $\sin\varphi_2$ и $\cos\varphi_2$, которые поступают на перемножители. На вторые входы перемножителей поданы сигналы $\sin\varphi_1$ и $\cos\varphi_1$ с выходов фильтра Гильберта. На выходе вычитателя *В* выделяется разность:

$$U_2 = \sin\varphi_1\cos\varphi_2 - \cos\varphi_1\sin\varphi_2 = \sin(\varphi_1 - \varphi_2).$$

Если входной сигнал ЧД имеет такую же частоту и фазу, что и сигнал U_1, то $\varphi_1=\varphi_2$. Тогда сигнал на выходе *ФНЧ* отсутствует, и система будет работать в синхронном режиме,

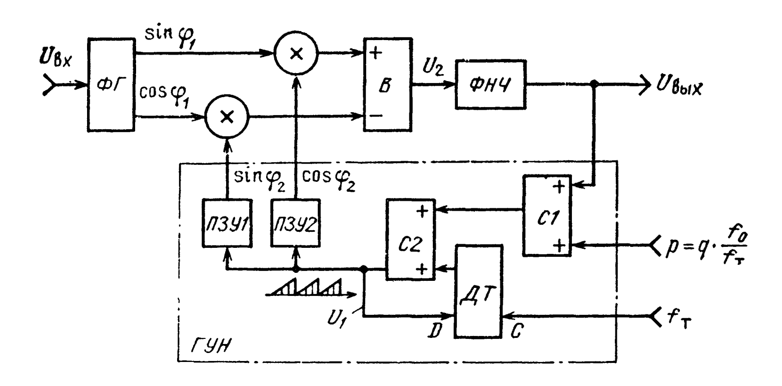


Рис. 2.60. Частотный детектор в виде цифрового ФАПЧ

Если частота входного сигнала изменится, сигнал на выходе ФНЧ станет отличным от нуля. На *С2* поступит двоичный сигнал, равный $p+U_{вых}$. В результате изменится частота сигнала U_1, оставаясь равной частоте входного сигнала $U_{вх}$. Как и в аналоговом ЧД на ФАПЧ, в режиме удержания напряжение на выходе *ФНЧ* оказывается пропорциональным девиации частоты входного сигнала. Частотный детектор может работать и со стандартной тактовой частотой $f_т=13{,}5$ МГц. Для этого значение p выбирается равным: $p=2q(f_0/f_т)$, где q — разрядность сумматора *С2*, а f_0 — центральная частота демодуляционной характеристики.

Частотный детектор ФАПЧ имеет линейную демодуляционную характеристику, но достаточно сложен в реализации, в частности, содержит быстродействующие умножители.

В микросхеме цифрового процессора СЕКАМ SAA9055 фирмы «Филипс» применен цифровой ЧД, основанный на измерении интервала времени между двумя переходами поднесущей через нулевое значение [2.51]. В первом звене ЧД определяется, между какими двумя последующими выборками меняется полярность входного ЧМ сигнала. Для этого знаковый разряд сигнала подается на входы логической ячейки ИСКЛЮЧАЮЩИЕ ИЛИ: на один непосредственно, а на второй — через регистр задержки на один такт. При переходе сигнала через нуль на входах ячейки появляется двоичное слово 01 или 10, в зависимости от направления перехода:

					Переход в минус					Переход в плюс			
U_0	...0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0...
U_1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0 0

В результате в момент перехода сигнала через нуль на выходе ячейки «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ» появляется положительный импульс. Чтобы определить момент перехода с точностью до долей периода тактовой частоты, применяется интерполяционный метод, который поясняется рис. 2.61. Для интерполяции используются две последующие выборки входного сигнала A_{n-1} и A_n, между которыми в момент t_1 знак сигнала меняется. Если соединить вершины отсчетов A_{n-1} и A_n (точки

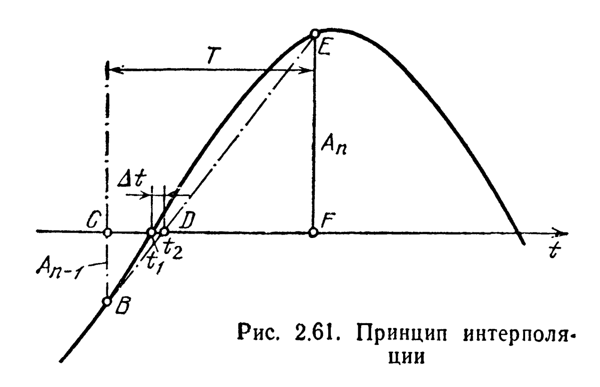


Рис. 2.61. Принцип интерполяции

B, *E* прямой), то на основании подобия треугольников *BCD* и *DEF*

$$t_n / A_{n-1} = T / (A_n - A_{n-1}),$$

откуда

$$t_n = T A_{n-1} / (A_n - A_{n-1}). \qquad (2.43)$$

Интервал t_n соответствует пересечению с осью времени прямой *BE* в момент t_2. Погрешность измерения Δt зависит от положения выборок по отношению к точке t_1 перехода через нуль.

Для реализации рассмотренного метода требуется быстродействующий делитель. Сбои из-за деления на нуль исключены, поскольку две выборки A_n и A_{n-1} не могут обратиться в нуль одновременно.

В заключение рассмотрим цифровой ЧД, в котором нет фильтра Гильберта и отсутствуют умножители или делители сигнала на сигнал [2.52]. Хотя в этом ЧД проводится нормирование текущего сигнала, сбоев при $U_{вх}=0$ не происходит, так как операция деления заменена операцией вычисления разности логарифмов.

Для трех следующих друг за другом отсчетов ЧМ сигнала

$$Y_0 = A_0 \sin [2\pi (f_0 + \Delta f) (t - T)];$$

$$Y_1 = A_0 \sin [2\pi (f_0 + \Delta f) t];$$

$$Y_2 = A_0 \sin [2\pi (f_0 + \Delta f) (t + T)]$$

справедливо соотношение:

$$kY_1 \pm (Y_0 + Y_2) = Y_1 \{k \pm 2\cos [2\pi (f_0 + \Delta f) T]\} \ldots$$

Тогда для *n* следующих друг за другом триад таких отсчетов можно сформировать функции:

$$z_1 = | k - 2\cos [2\pi (f_0 + \Delta f) T] | (| Y_{11} | + | Y_{12} | + \ldots + | Y_{1n} |),$$

$$z_2 = | k + 2\cos [2\pi (f_0 + \Delta f) T] | (| Y_{11} | + | Y_{12} | + \ldots + | Y_{1n} |).$$

При $k > 2$ эти функци всегда больше нуля. Поэтому может быть сделано следующее преобразование:

$$U_{вых} = \ln z_1 - \ln z_3 = \ln \frac{| k - 2\cos [2\pi (f_0 + \Delta f) T] |}{| k + 2\cos [2\pi (f_0 + \Delta f) T] |} =$$

$$= \ln \frac{\left| \frac{k}{2} - \cos\left(2\pi \frac{f_0}{f_т}\right) \cos\left(2\pi \frac{\Delta f}{f_т}\right) + \sin\left(2\pi \frac{f_0}{f_т}\right) \sin\left(2\pi \frac{\Delta f}{f_т}\right) \right|}{\left| \frac{k}{2} + \cos\left(2\pi \frac{f_0}{f_т}\right) \cos\left(2\pi \frac{\Delta f}{f_т}\right) - \sin\left(2\pi \frac{2\pi}{f_т}\right) \sin\left(2\pi \frac{\Delta f}{f_т}\right) \right|}. \tag{2.44}$$

Если тактовая частота $f_т = 4f_0$, то $\cos\left(2\pi \frac{f_0}{f_т}\right) = 0$; $\sin\left(2\pi \frac{f_0}{f_т}\right) = 1$ и выражение (2.44) принимает вид

$$\ln z_1 - \ln z_2 = y = \ln \frac{\left| \frac{k}{2} + \sin x \right|}{\left| \frac{k}{2} - \sin x \right|}, \tag{2.45}$$

где $x = 2\pi \Delta f / f$.

Правая часть (2.45) может быть разложена в степенной ряд в точке $x = 0$:

$$y = \frac{4}{k} \left[x + 0 \cdot x^2 + \frac{2 - \left(\frac{k}{2}\right)^2}{6\left(\frac{k}{2}\right)^2} x^3 + 0 \cdot x^4 + \ldots \right].$$

При $k = 2\sqrt{2}$ с точностью до бесконечно малых величин пятого порядка можно записать

$$y = \ln z_1 - \ln z_2 = \frac{4}{k} x = \frac{8\pi}{k} \frac{\Delta f}{f_т},$$

откуда:

$$\Delta f = (\ln z_1 - \ln z_2) \frac{k f_т}{8\pi}. \tag{2.46}$$

Таким образом, разность $\ln z_1 - \ln z_2$ пропорциональна девиации частоты сигнала цветности. Демодуляционная характеристика такого ЧД линейна в широком диапазоне девиаций частоты (при $\Delta f = \pm 1$ МГц нелинейность не превышает 1 %), выходной сигнал не зависит от амплитуды цветовой поднесущей, мала систематическая ошибка вычисления частоты, так как она определяется лишь разрядностью используемых звеньев. Суммирование триад сигналов уменьшает влияние флуктуационных помех. Относительно проста и аппаратная реализация алгоритма — в нем нет операций умножения или деления сигнала на сигнал. Функциональная схема ЧД приведена на рис. 2.62.

На входы сумматора *C2* и вычитателя *B1* поступает сигнал $U_1 = Y_0 + Y_2$ с выхода сумматора *C1* и сигнал, прошедший умножитель на коэффициент *K*, kY_1, Сигналы $U_2 = kY_1 - (Y_0 + Y_2)$ и $U_3 = kY_1 + (Y_0 + Y_2)$ с выходов *B1* и *C2* подаются в блок вычисления девиации *БВД*, в состав которого входят выделители модулей *ВМ*, схемы усреднения *СУ*, вычислители логарифмов *ЛОГ* и вычитатель *B2*. На выходе *B2* выделяется сигнал $U_{вых} = \ln z_1 - \ln z_2$, пропорциональный девиации частоты (рис. 2.63, *б*).

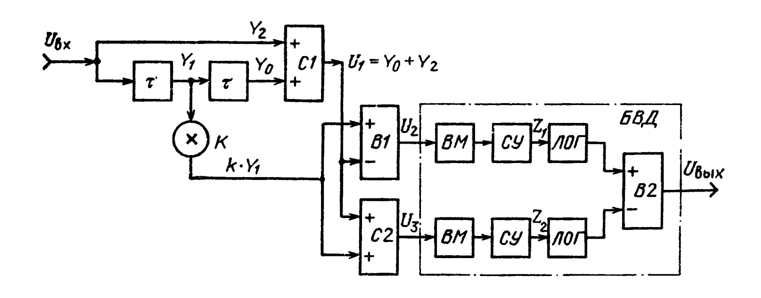


Рис. 2.62. Функциональная схема цифрового частотного детектора по [2.52]

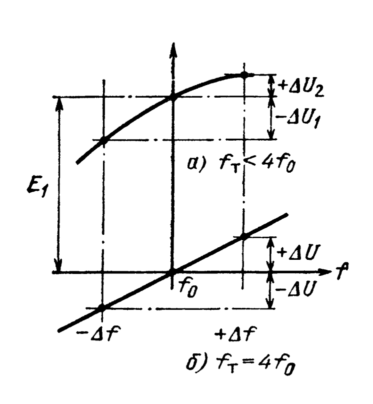


Рис. 2.63. Демодуляционные характеристики ЧД рис. 2.62:
а — при $f_т < 4f_0$; *б* — при $f_т = 4f_0$

Рис. 2.64. Частотный детектор с тремя умножителями на коэффициенты

Если рассматриваемый ЧД работает со стандартной тактовой частотой $f_т = 13{,}5$ МГц $\neq 4f_0$, то в выражении (2.44) $\cos\left(2\pi\frac{f_0}{f_т}\right) \neq 0$; $\sin\left(2\pi\frac{f_0}{f_т}\right) \neq 1$. Поэтому при $\Delta f = 0$ $\ln z_1 - \ln z_2 \neq 0$. Нулевая точка демодуляционной характеристики получает приращение (*E1* на рис. 2.63, *а*), превышающее амплитуду сигнала при номинальной девиации. Составляющая $\sin(2\pi f_0/f)$ увеличивает нелинейность демодуляционной характеристики (рис. 2.63, *б*). Для уменьшения искажений при $f_т \neq 4f_0$ в состав ЧД вводят два дополнительных умножителя на коэффициенты, как это показано на рис. 2.64. Сигналы на входы сумматора *C2* и вычитателя *B1* поступают через три умножителя на коэффициенты *K1*—*K3*.

Чтобы при $\Delta f=0$ обеспечить $U_{вых}=0$, достаточно выполнить условие:

$$K2-K1=-2(1+K3)\cos(2\pi f_0/f_т). \quad (2.47)$$

Линеаризация демодуляционной характеристики проводится в два этапа. Сначала обеспечивают ее симметрию для номинальных девиаций $\pm\Delta f_1$. Обозначим $m=\cos\left(2\pi\frac{f_0}{f_т}\right)$; $n=\sin\left(2\pi\frac{f_0}{f_т}\right)$; $\varphi=2\pi\frac{\Delta f}{f_т}$. Тогда условие симметрии АЧХ, т. е. $U_{вых}|_{\Delta f=\Delta f_1}=-U_{вых}|_{\Delta f=-\Delta f_1}$ приводит к уравнению:

$$K_3^2\sin^2\varphi-2n(1-\cos\varphi)\left(\frac{K1}{2}-m\right)K3-K1m(1-\cos\varphi)+m^2(\cos^2\varphi-$$
$$-2\cos\varphi+1)-n^2\sin^2\varphi=0. \quad (2.48)$$

На втором этапе расчета среди множества триад значений $K1$—$K3$, удовлетворяющих уравнениям (2.47) и (2.48), путем моделирования на ЭВМ находится такая триада, которая дает минимальные нелинейные искажения в интервале $\pm\Delta f_1$. В результате обеспечивается симметрия АЧХ, отсутствие постоянной составляющей в выходном сигнале и малые нелинейные искажения. Для $f_т=13{,}5$ МГц и $\Delta f_1=\pm300$ кГц оптимальные значения коэффициентов составляют: $K1=1{,}2890625=1+$ $+1/4+1/32+1/128$; $K2=2{,}57471\approx2+1/2+1/16$; $K3=0{,}5625=1/2+1/16$. При использовании таких значений коэффициентов нелинейные искажения в полосе частот ±300 кГц не превышают 0,02 %.

Реализация рассмотренного ЧД относительно проста. Умножение на коэффициенты $K1$—$K3$ достигается путем сдвига разрядов и суммирования. Число ступеней i усреднителей выбирают как компромисс между помехозащищенностью и быстродействием. Расчеты показали, что достаточно использовать три—четыре ступени усреднения. Выходной сигнал усреднителя составляет:

$$U_{вых.ус}=\sum_{n=0}^{i-1}U_{вх}(t-nT).$$

Все звенья ЧД до выходов усреднителей должны работать с основной тактовой частотой 13,5 МГц. После усреднителей можно выполнить прореживание отсчетов сигналов z_1 и z_2, понизив тактовую частоту в 4 раза до 3,375 МГц, что упрощает дальнейшую обработку сигналов.

Логарифматоры могут быть выполнены на двух ПЗУ. Относительно низкая тактовая частота сигналов z_1 и z_2 позволяет произвести их мультиплексирование, и вместо двух ПЗУ использовать одно.

Постоянное запоминающее устройство может быть заменено итерационным логарифматором, основанным на следующем алгоритме:

$$\left.\begin{aligned} X_{i+1}&=X_i+\xi_i 2^{-i}X_i\\ Y_{i+1}&=Y_i-\xi_i 2^{-i}X_i\\ \theta_{i+1}&=\theta_i+\ln(1+\xi_i 2^{-i}),\end{aligned}\right\} \quad (2.49)$$

где $|\xi_i|=1$; $\operatorname{sign}\xi_i=\operatorname{sign}Y_i$.

Начальные условия: $\theta_0=0$; $Y_0=1-X_0$; $U_{вых}=\theta_n=-\ln X$.

На рис. 2.65 показана аппаратная реализация этого алгоритма. Входной сигнал X_0 формируется блоком усреднения ЧД. Арифметическое устройство *АУ0* вычисляет начальные отсчеты второй последова-

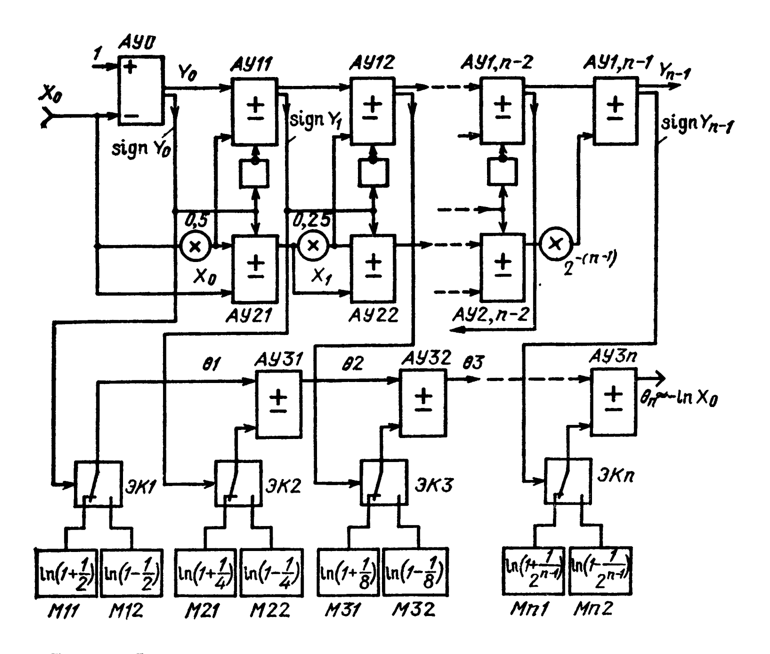


Рис. 2.65. Функциональная схема итерационного логарифматора

тельности $Y_0=1-X_0$. Последовательность Y_i обрабатывается в звеньях *АУ11*, *АУ12*,..., *АУ1*(*n*—1). Арифметические устройства *АУ21*, *АУ22*,..., *АУ2*(*n*—2) вычисляют значения X_i. В матрицах M_{ij} хранятся двоичные слова, соответствующие значениям $\ln(1 \pm 2^{-i})$. Коммутаторы *ЭК1*—*ЭКn* служат для выбора на каждом этапе итерации одного из двух значений логарифма. Выбранные значения поступают на сумматоры *АУ31*—*АУ3n*. Режим работы арифметических устройств и положения коммутаторов *ЭКi* определяются знаковыми разрядами sign Y_i. Алгоритм сходится в интервале $X_0=1{,}4...3{,}4$. Поэтому в канал цветности желательно ввести АРУ, обеспечивающее постоянство амплитуды цветовой поднесущей.

2.2.6. Корректор низкочастотных предыскажений и фильтр подавления цветовой поднесущей

Демодулированные цветоразностные сигналы имеют выбросы на переходах, вызванные низкочастотными предыскажениями (НП) в кодере. Предыскажения создаются фильтром, передаточная функция которого описывается выражением (1.26).

В цветоразностные каналы приемника включают фильтры коррекции низкочастотных предыскажений (КНП). Коэффициент передачи КНП должен быть обратным (1.26):

$$A_{кнп}(f) = (1 + jf/3f_1)/(1 + jf/f_1), \qquad (2.50)$$

где $f_1=85$ кГц.

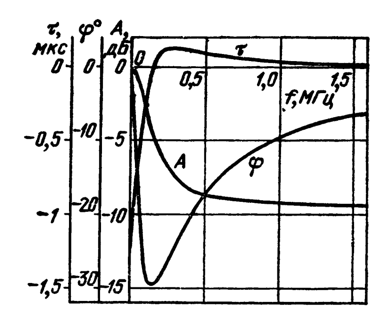


Рис. 2.66. Частотные характеристики КНП

Отсюда

$$|A_{кнп}(f)| = 10\lg \times \frac{1+(f/3f_1)^2}{1+(f/f_1)^2}, \text{ [дБ]} \quad (2.51)$$

Фазочастотная характеристика *КНП* имеет вид

$$\varphi_{кнп}(f) = -\operatorname{arctg}\frac{2f/f_1}{3+(f/f_1)^2}. \quad (2.52)$$

Дифференцируя (2.52) по частоте, находим характеристику группового времени задержки

$$\tau_{кнп}(f) = -\frac{1}{\pi f_1}\frac{3-(f/f_1)^2}{(f/f_1)^4+10(f/f_1)^2+9}. \quad (2.53)$$

Графики этих зависимостей приведены на рис. 2.66.

Обычно в качестве КНП используют последовательную цепь RC, замыкающую на корпус выход ЧД ($R_к C_к$ на рис. 2.67). Коэффициент передачи такого фильтра с учетом внутреннего сопротивления ЧД R_i

$$A_{кнп}(\omega) = (1 + j\omega C_к R_к)/[1 + j\omega C_к (R_к + R_i)]. \quad (2.54)$$

Чтобы эта зависимость совпадала с (2.50), достаточно обеспечить

$$1/(2\pi C_к R_к) = 3f_1; \quad 1/[2\pi C_к (R_к + R_i)] = f_1. \quad (2.55)$$

Отсюда $C_к = 1/(2\pi 3 f_1 R_к) = 10^{-6}/1{,}6R_к$;

$$R_к = R_i/1{,}996. \quad (2.56)$$

На выходе ЧД кроме демодулированного цветоразностного сигнала всегда имеется и цветовая поднесущая. Для ее подавления используют ФНЧ $LC1C2R_н$ (рис. 2.67). Частоту среза этого фильтра выбирают около $f_в=2$ МГц. Тогда если сопротивление источника сигнала R_i равно сопротивлению нагрузки $R_н$,

$$L_{ф} = R_н/(\pi f_в) = R_н/2\pi, \text{ [мкГн]}; \quad (2.57)$$

$$C_{ф} = \frac{1}{2\pi f_в R_н} = \frac{1}{4\pi R_н}, \text{ [пФ]}. \quad (2.58)$$

Вместо фильтра LC для подавления поднесущей можно использовать активный фильтр в виде эмиттерного повторителя с обратной

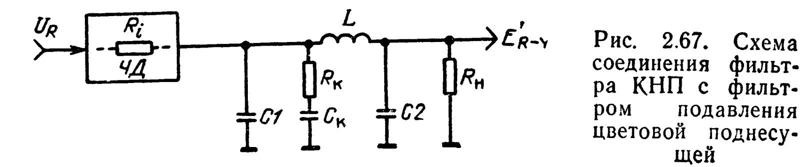


Рис. 2.67. Схема соединения фильтра КНП с фильтром подавления цветовой поднесущей

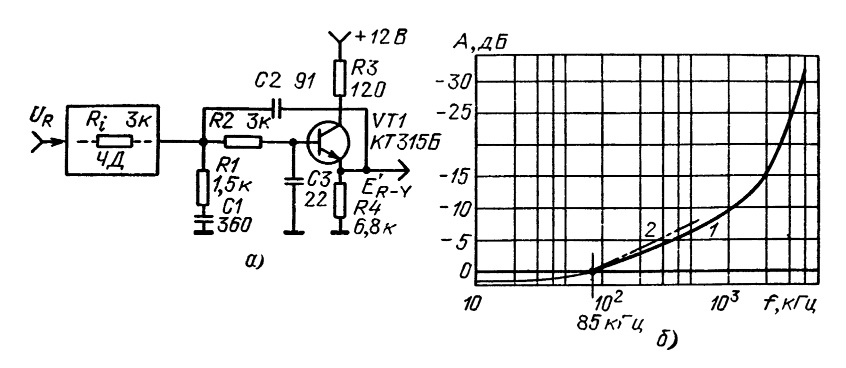


Рис. 2.68. Фильтр КНП с активным фильтром подавления цветовой поднесущей

связью. На рис. 2.68, *а* приведена практическая схема такого фильтра вместе с цепью КНП. Амплитудно-частотная характеристика фильтра (кривая *1* на рис. 2.68, *б*) достаточно близка к требуемой (кривая *2*). Затухание на частоте цветовой поднесущей превышает 35 дБ.

В канале цветности с цифровой обработкой сигнала КНП выполняют в виде дискретного фильтра. Для получения его передаточной функции $A(z)$ применяется билинейное преобразование. Обозначим $jf/f_1 = p$. Выражение (2.50) примет вид

$$A_{кнп}(p) = (1 + p/3)/(1 + p).$$

Произведем замену переменных

$$p = l\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}, \quad \text{где } l = \operatorname{ctg}\pi\frac{f_1}{f_т}.$$

Тогда

$$A_{кнп}(z) = \frac{1 + \dfrac{l}{3}\dfrac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}}{1 + l\dfrac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}} =$$

$$= \frac{1 + z^{-1} + l/3 - \dfrac{l}{3}z^{-1}}{1 + z^{-1} + l - lz^{-1}} = \frac{1 + \dfrac{l}{3} - \left(\dfrac{l}{3} - 1\right)z^{-1}}{1 + l - (l - 1)z^{-1}}.$$

Обозначим: $A_0 = \dfrac{\dfrac{l}{3} + 1}{l + 1}$; $c = \dfrac{l/3 - 1}{l/3 + 1}$; $d = \dfrac{l - 1}{l + 2}$.

При этом коэффициент передачи цифрового КНП:

$$A_{кнп}(z) = A_0\frac{1 - cz^{-1}}{1 - dz^{-1}}. \tag{2.59}$$

Корректор представляет собой рекурсивный дискретный фильтр пер-

вого порядка. Алгоритм этого фильтра

$$U_{вых}(t) = A_0\,[U_{вх}(t) - cU_{вх}(t-\tau)] + dU_{вых}(t-\tau), \qquad (2.60)$$

где $\tau = 1/f_т$.

Пусть $f_т = 13{,}5/4 = 3{,}375$ МГц. Тогда $l = \mathrm{ctg}\,\pi\,\dfrac{0{,}085}{3{,}375} = 12{,}61239$; $A_0 = 0{,}3823075$; $c = 0{,}615689$; $d = 0{,}853075$. Когда известны значения c и d, то $A_0 = (1-d)/(1-c)$.

Математическое моделирование КНП во временной области может проводиться на основе алгоритма (2.60). Если в этом алгоритме учитывать предшествующие отсчеты, подставляя вместо $dU_{вых}(t-\tau)$ его значение, то для n предшествующих отсчетов получим [2.53]

$$U_{вых}(t) = A_0\,[U_{вх}(t) + (d-c)\sum_{k=1}^{n-1} d^{(n-2)}\,U_{вх}(t-k\tau)] - A_0\,d^{(n-1)}\,cU_{вх}\times$$

$$\times (t - n\tau) + d^n\,U_{вых}(t-n\tau)\ldots \qquad (2.61)$$

Так как d всегда меньше единицы, при больших n можно пренебречь двумя последними членами ряда и заменить рекурсивный алгоритм нерекурсивным:

$$U_{вых}(t) \approx A_0\,[U_{вх}(t) + (d-c)\sum_{k=1}^{n} d^{(n-1)}\,U_{вх}(t-k\tau)]\ldots. \qquad (2.62)$$

что существенно упрощает вычисление формы выходного сигнала.

Частотные характеристики дискретного КНП можно найти, если подставить в (2.59) $z^{-1} = e^{-j\omega\tau}$. При этом

$$A_{кнп}(f) = A_0\,\frac{1 - ce^{-j\omega\tau}}{1 - de^{-j\omega\tau}} = A_0\,\frac{1 - c\cos\omega\tau + jc\sin\omega\tau}{1 - d\cos\omega\tau + jd\sin\omega\tau}\,.$$

Отсюда

$$|A_{кнп}(f)| = 10\lg\left[A_0\,\frac{(1 - c\cos\omega\tau)^2 + c^2\sin^2\omega\tau}{(1 - d\cos\omega\tau)^2 + d^2\sin^2\omega\tau}\right],\ [дБ]\ldots \qquad (2.63)$$

$$\varphi_{кнп}(f) = -\,\mathrm{arctg}\,\frac{(d-c)\sin\omega\tau}{1 - (d+c)\cos\omega\tau + dc}\ \ldots \qquad (2.64)$$

Дифференцируя (2.64) по частоте, находим выражение для характеристики ГВЗ корректора:

$$\tau_{кнп}(f) = -\,\frac{(d-c)[(1+cd)\cos\omega\tau - c - d]}{f_т\,[(1 - (d+c)\cos\omega\tau + dc)^2 + ((d-c)\sin\omega\tau)^2]}\ \ldots \qquad (2.65)$$

В приложении 16 дана программа вычислений этих графиков для заданных значений коэффициентов c и d.

Если в формулы (2.63)—(2.65) подставить значения коэффициентов дискретного КНП, найденные с помощью билинейного преобразования, то отличия полученных характеристик от характеристик аналогового прототипа, описываемых выражениями (2.51)—(2.53), будут небольшими. Это объясняется тем, что для дискретного КНП $f_т \gg f_1$.

В [2.54] предложена функциональная схема цифрового КНП (рис.

2.69). Покажем, что коэффициент передачи этого фильтра соответствует выражению (2.59).

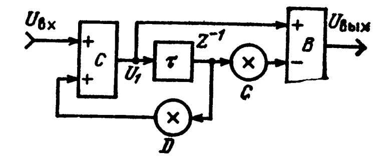


Рис. 2.69. Функциональная схема цифрового фильтра КНП

Напряжение U_1 на выходе сумматора C

$$U_1 = U_{вх} + U_1 dz^{-1};$$

$$U_1 = U_{вх}/(1 - dz^{-1}).$$

Сигнал на выходе фильтра $U_{вых} = U_1 - U_1 cz^{-1} = U_1(1 - cz^{-1})$. Подставим сюда значение U_1

$$U_{вых} = U_{вх} \frac{1 - cz^{-1}}{1 - dz^{-1}}.$$

Отсюда

$$A(z) = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{1 - cz^{-1}}{1 - dz^{-2}}.$$

Результат отличается от (2.58) отсутствием постоянного коэффициента A_0, который вызывает только изменение масштаба.

При практической реализации цифрового КНП необходимо знать допустимые погрешности формирования коэффициентов c и d. Исследования проводились с помощью математического моделирования. Отклонение коэффициента c от номинального значения вызывает искажения на цветовых переходах. Увеличение c приводит к появлению выбросов со временем установления около 1 мкс. Уменьшение коэффициента c вызывает соответствующее затягивание фронтов и срезов импульсов. Вариация коэффициента d создает искажения на переходах длительностью около 5 мкс. Выброс получается при уменьшении d относительно номинала, а затягивание перехода — при увеличении d. Если принять в качестве допустимого отклонение выходного сигнала на ±2 % от номинала, то предельные вариации коэффициентов КНП составят: $\Delta c \leqslant \pm 3$ %; $\Delta d \leqslant \pm 0{,}5$ %.

Чтобы обеспечить требуемую точность формирования коэффициента d, удобно использовать преобразование алгоритма фильтра [2.22], увеличивающее его порядок. Тогда умножение на d может быть сведено к нескольким операциям сдвига разрядов и суммирования.

2.2.7. Цепи фиксации уровней черного цветоразностных сигналов

Цветовая поднесущая в сигнале СЕКАМ на обратном ходу по строкам подавлена, кроме защитного интервала в конце обратного хода длительностью 4,9 мкс. Наличие такого защитного пакета поднесущей смещает переходные процессы в декодере, вызванные включением поднесущей после интервала гашения, на обратный ход и уменьшает их заметность на экране телевизора. Переходные процессы обусловлены тем, что ключ, подавляющий поднесущую в кодере (К2 на рис. 1.21), включен после цепи высокочастотных предыскажений ВП. Совместное действие фильтров ВП и КВП вносит незначительные искажения в сигнал цветности, поскольку эти фильтры имеют взаимно обратные АЧХ. Но введение в канал дополнительных искажающих звеньев, таких, как ключ К2 подавления поднесущей, между ВП и КВП, создает неустранимые переходные процессы. Включение поднесущей после

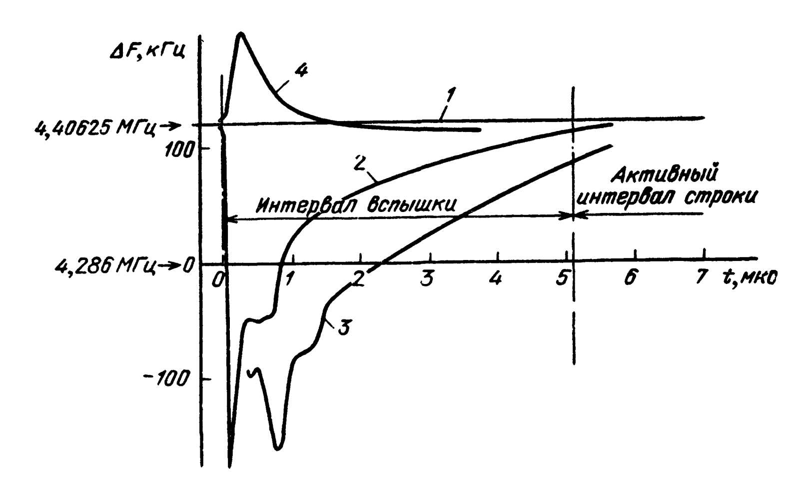


Рис. 2.70. Искажение демодулированной площадки фиксации в сигнале E'_{R-Y}

1 — номинальный уровень площадки; *2* — стандартный сигнал; *3* — введен противофазный синусоидальный сигнал; *4* — введен синфазный сигнал, амплитуда которого равна 0,2 амплитуды вспышки

интервала гашения вызывает в КВП амплитудные и фазовые искажения сигнала, которые захватывают бо́льшую часть защитного интервала. Вместо плоского участка, соответствующего уровню черного, в демодулированном сигнале появляется значительный выброс, что затрудняет использование этой части сигнала для фиксации уровня черного.

На рис. 2.70 и 2.71 (графики *2*) показаны переходные процессы в сигналах E'_{R-Y} и E'_{R-Y}, рассчитанные с помощью математической модели канала СЕКАМ [2.53].

Переходный процесс включения поднесущей содержит начальный выброс, где искажения весьма велики и соизмеримы с амплитудой цветоразностного сигнала при номинальной девиации, и плавный спад, где значение демодулированного сигнала монотонно приближается к установившемуся уровню (*1*). Так как частота 4,40625 МГц дальше удалена от центральной частоты КВП, чем частота 4,25 МГц, искажения площадки фиксации в строках *R—У* выражены сильнее, чем в строках *B—Y*. Даже к началу активного интервала строки *R—Y* переходный процесс полностью не заканчивается и погрешность в уровне черного составляет около —10 кГц.

В большинстве серийно выпускаемых телевизоров (УПИМЦТ-61, ЗУСЦТ-51/61 с модулем МЦ-3) демодулированные вспышки вообще не используются для формирования площадок фиксации. Площадки создают искусственно, путем выключения канала цветности на время обратного хода по строке. Выключение может осуществляться либо замыканием с помощью электронного ключа выходных зажимов ЧД, либо выключением самого ЧД (микросхема К174ХА1), либо, наконец, подавлением сигнала цветности до ЧД (микросхема TCA640). Всем

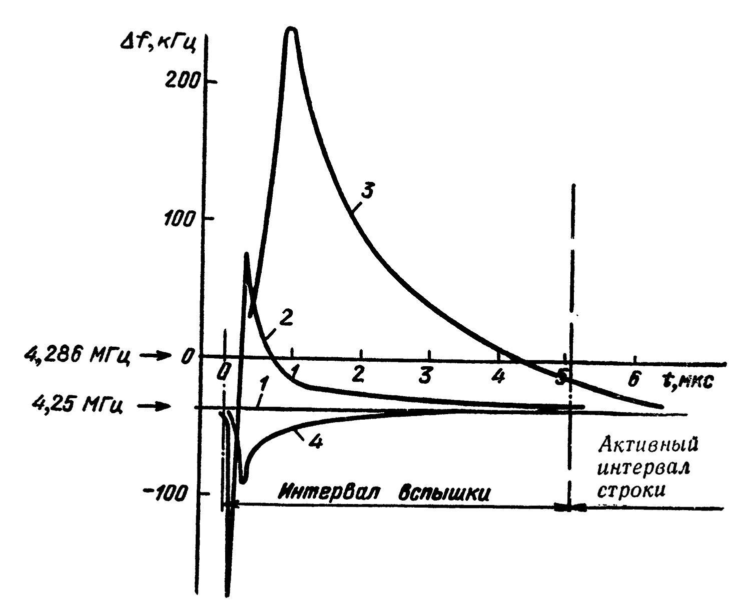


Рис. 2.71. Искажение демодулированной площадки фиксации в сигнале E'_{B-Y}

этим способам присущ общий недостаток. Уровень сформированной площадки никак не связан с частотой поднесущей. При дрейфе нулевой частоты ЧД уровень площадки не меняется, а демодулированный сигнал, в том числе и его участки, соответствующие неокрашенным деталям изображения, смещаются относительно площадки. Поэтому использование таких ключей не снижает требований к стабильности нулевой частоты ЧД. Кроме того, если площадка формируется выключением поднесущей, возникают дополнительные искажения из-за переходного процесса в ЧД после интервала гашения. Чтобы этот переходный процесс не захватил активного интервала строки (тогда появляется мешающая окраска в левой части растра), в телевизоре УПИМЦТ-61 длительность гасящего строчного импульса уменьшена от 12 до 7 мкс.

В некоторых декодерах, например в микросхемах К174ХА16, КР1021ХА3, TDA8490, для фиксации используют участки демодулированных вспышек, где переходный процесс близок к завершению. Это не устраняет полностью искажения, но существенно усложняет схемотехнику микросхем.

Стабильность баланса белого и его независимость от дрейфа нулевых точек ЧД можно обеспечить только в том случае, если площадки фиксации формируются из немодулированных поднесущих, прошедших ЧД канала цветности. Для этого есть два пути: уменьшить искажение демодулированных защитных пакетов поднесущей в сигнале СЕКАМ или заменить эти пакеты синусоидальным сигналом от специального автогенератора.

Для уменьшения искажений защитных пакетов поднесущей было предложено [2.55] ввести в кодирующее устройство второй ключ *К3* перед фильтром *ВП*, управляемый тем же гасящим импульсом, что и

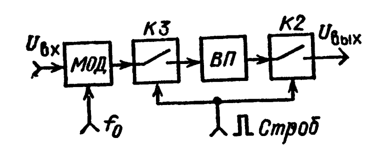


Рис. 2.72. Упрощенная функциональная схема модифицированного кодера СЕКАМ (*М* — частотный модулятор)

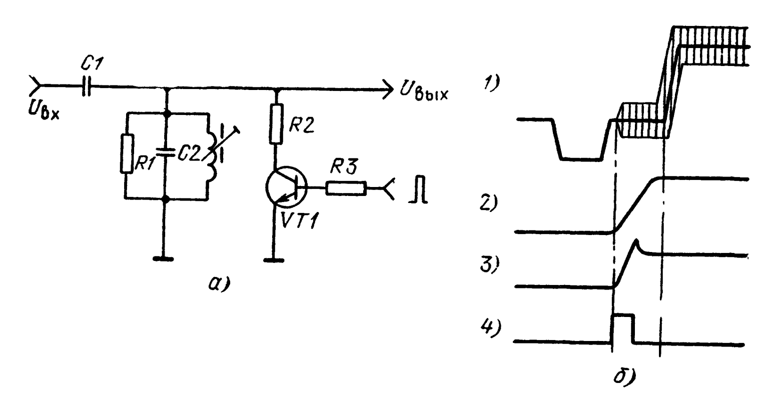


Рис. 2.73. Шунтирование КВП в интервалах гашения по строкам:
а — принципиальная схема; *б* — сигналы на входе (*1*), на выходе ЧД без шунтирования КВП (*2*), на выходе ЧД при шунтировании КВП (*3*), импульс, подаваемый на ключевой каскад (*4*)

основной ключ *К2* подавления поднесущей, как это показано на рис. 2.72. В такой схеме переходный процесс в *ВП*, вызванный действием ключа *К3*, компенсируется в КВП приемника и искажение площадки в цветоразностном сигнале, предназначенной для фиксации уровня черного, существенно уменьшается. Аналогичное решение предложено в [2.56]. Это усовершенствование пока не внедрено в кодирующие устройства, так как приводит к изменению стандартизованной формы полного видеосигнала СЕКАМ, а именно в начале защитного пакета поднесущей появляется выброс.

Более простым, хотя и менее эффективным приемом является воздействие на КВП или КНП в период прохождения пакета поднесущей. Для уменьшения искажений было предложено шунтировать КВП на время обратного хода по строкам [2.57]. Аналогичное решение содержится в [2.58]. После отключения шунта возникает новый переходный процесс, вызванный изменением добротности контура КВП. Чтобы устранить и эти искажения, целесообразно шунтировать КВП только в течение части защитного интервала [2.59]. Для этого к контуру КВП подключают последовательно соединенные дополнительный шунт *R2* и ключевой каскад на транзисторе *VT1* (рис. 2.73, *а*). Короткий импульс (*4* на рис. 2.73, *б*) замыкает ключ в начале вспышки. Колебания в зашунтированном контуре быстро нарастают, после чего ключ *VT1* размыкается.

В [2.60] предложено не шунтировать КВП, а отключать на время обратного хода по строке цепь коррекции низкочастотных предыскажений. Для этого, как показано на рис. 2.74, между ЧД и КНП вво-

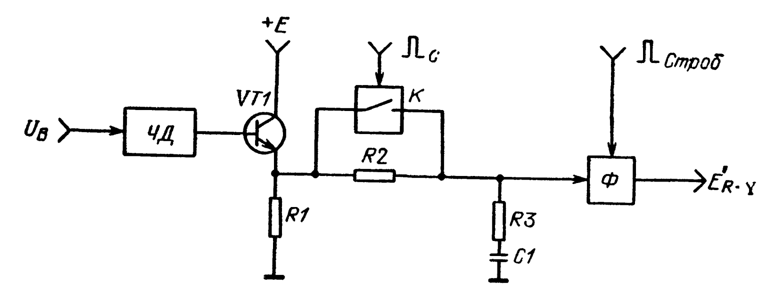


Рис. 2.74. Электрическая схема КНП [2.60] (*Ф* — устройство фиксации)

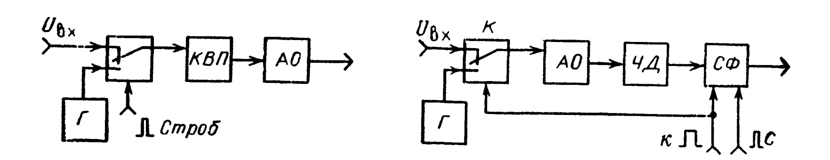


Рис. 2.75. Формирование площадки фиксации [2.61]

Рис. 2.76. Формирование площадки фиксации [2.62]

дится эмиттерный повторитель на транзисторе *VT1* и с помощью транзисторного ключа *К* на период гашения по строкам замыкается резистор *R2*, выполняющий функцию сопротивления источника сигнала фильтра КНП. В результате длительность переходного процесса включения поднесущей существенно сокращается.

Второй путь формирования стабильных площадок фиксации в сигнале цветности — введение в сигнал цветности на время гашения по строкам синусоидального сигнала от дополнительного генератора. Впервые такой прием был предложен фирмой «Телефункен» [2.61]. Ключ *К*, управляемый стробирующим импульсом, отключает на время гашения сигнал цветности и подает вместо него на *КВП* сигнал от генератора *Г* (рис. 2.75). Недостаток такого решения — отсутствие корреляции между входным сигналом и сигналом генератора. Из-за скачка фазы в момент перехода от сигнала генератора к сигналу цветности на выходе канала возникает переходный процесс, создающий искажение в виде выброса в начале активного интервала строки.

Интенсивность переходного процесса зависит от разности фаз вводимого сигнала и сигнала цветности. Если эта разность составляет 180°, искажения получаются бо́льшими, чем без вводимого сигнала (графики *3* на рис. 2.70 и 2.71). Амплитуда вводимого сигнала постоянна, в то время как амплитуда сигнала цветности зависит от АЧХ канала связи. Различие амплитуд основного и вводимого сигналов также создает переходный процесс, искажающий площадку фиксации (графики *4* на рис. 2.70 и 2.71). Чтобы устранить эти искажения, было предложено подключать внешний генератор на обратном ходу не по строкам, а по полям [2.62]. Ключ *К* (рис. 2.76), управляемый гасящими импульсами полей, направляет сигнал от генератора *Г* в канал цветности. Этот сигнал на выходе *ЧД* преобразуется в постоянный уровень, который в устройстве фиксации *СФ* заряжает специальный

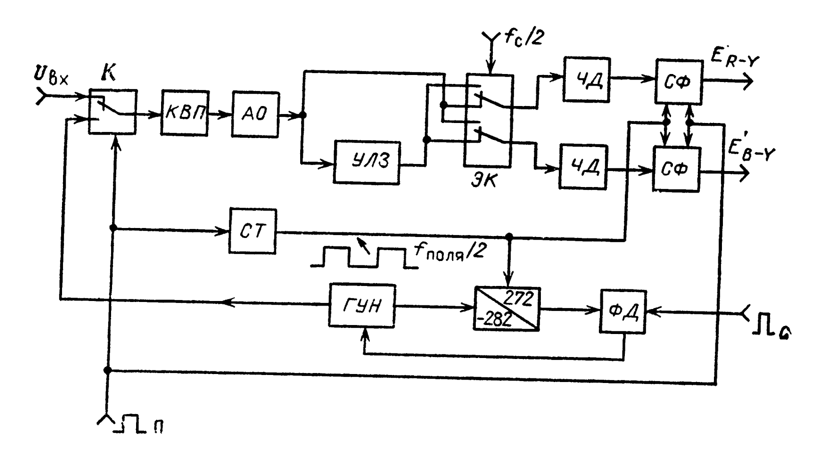


Рис. 2.77. Формирование площадки фиксации с помощью перестраиваемого генератора [2.63]

конденсатор, выполняющий функции устройства памяти. В интервале гашения по строкам устройство фиксации считывает этот уровень, которым заменяется искаженный участок обратного хода в цветоразностном сигнале. Так как частота генератора равна частоте немодулированной поднесущей, при дрейфе нулевой точки *ЧД* площадка смещается вместе с сигналом, что позволяет сохранять баланс белого. Вместе с тем коммутация, обеспечивающая считывание уровня фиксации, производится в демодулированном сигнале и поэтому не создает переходных процессов.

Чтобы сформировать площадки фиксации как в сигнале E'_{R-Y}, так и в сигнале E'_{B-Y}, необходимы либо два генератора с частотами 4,25 и 4,40625 МГц, либо один генератор с перестраиваемой частотой. Для этого может быть использована система ФАПЧ [2.63]. Как показано на рис. 2.77, система ФАПЧ образована автогенератором *ГУН*, делителем частоты с управляемым коэффициентом деления и фазовым детектором *ФД*. Делитель управляется меандром кадровой ($f_п/2$) частоты, формируемым счетным триггером *СТ*, на счетный вход которого поданы импульсы гашения полей. Коэффициент деления на смежных полях меняется от 272 до 282. Сигнал с выхода делителя сравнивается в *ФД* со строчными импульсами. В синхронном режиме частота генератора на смежных полях составляет соответственно: 15,625 кГц$\times$ $\times$272=4,25 МГц и 15,625 кГц$\times$282=4,40625 МГц, т. е. равна частотам немодулированных поднесущих. Процесс вхождения ФАПЧ в синхронизм происходит в начале обратного хода по полю, что не влияет на работу системы. В двух *СФ*, включенных на выходах *ЧД*, запоминаются значения напряжений, соответствующих в канале *R—Y* сигналу 4,40625 МГц, а в канале *B—Y* сигналу 4,25 МГц. Для этого на *СФ* подан меандр кадровой частоты. Записанные уровни, как и в предыдущем устройстве, считываются в интервалы гашения по строкам.

Схемы формирования площадок фиксации с дополнительным автогенератором используются только в профессиональных декодерах. Причина этого — сложность схемотехники и трудности, связанные с

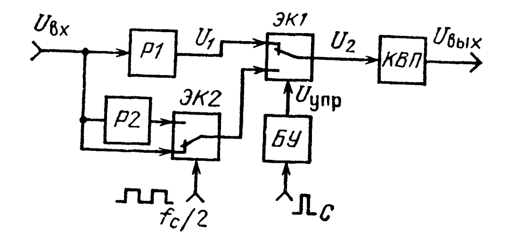


Рис. 2.78. Функциональная схема компенсатора переходного процессора

необходимостью подавления интерференции поднесущей с сигналом от автогенератора.

В декодерах с дискретной обработкой сигнала переходный процесс в КВП также вызывает искажение демодулированных площадок фиксации.

В [64] для уменьшения искажений предложено заполнять интервал гашения в сигнале цветности синусоидальным дискретным сигналом, считываемым из специального ПЗУ. Здесь вновь повторяются недостатки аналоговой схемы с автогенератором — разница амплитуд и фаз основного и вводимого сигналов вызывает переходные процессы на их границе. Искажения от переходных процессов уменьшаются, если применить компенсатор, функциональная схема которого дана на рис. 2.78. Входной дискретный сигнал цветности поступает через регистр задержки *P1* и электронный коммутатор *ЭК1* на вход КВП. Время задержки τ_1 выбирается таким, чтобы оно было близким к кратному значению числа периодов цветовой поднесущей в строках D_B. Например, если при тактовой частоте $f = 13{,}5$ МГц принять $\tau_1 = 54$ такта $= 54 \times 0{,}07407 = 4{,}00$ мкс, то это будет соответствовать 17,00 периода частоты 4,25 МГц. В интервале времени t_1—t_2 (рис. 2.79) коммутатор *ЭК1* переводится импульсом от блока управления *БУ* во второе положение. При этом на *КВП* поступает вспышка из входного сигнала $U_{вх}$, которая заполняет часть паузы перед вспышкой в задержанном сигнале. Получается сигнал U_2 с удлиненной вспышкой. Так как обе вспышки — основная и вводимая строго синфазны и одинаковы по амплитуде, переходный процесс на их границе отсутствует. Когда в канале проходит сигнал D_R, имеющий частоту 4,40625 МГц, он задержится в *P1* на $4 \times 4{,}40625 = 17{,}625$ периода. Чтобы и в строках D_R обеспечить синфазность основного и вводимого сигналов, предусмотрены регистр *P2* и коммутатор *ЭК2*. Если *P2* обеспечивает задержку на два такта, то сдвиг во времени между сигналами $U_{вх}$ и U_1 в строках D_R будет равен: $17{,}625 - 2 \times 0{,}07407 = 16{,}972$ периода. Фазовая погрешность при этом составит всего 10°. Электронный коммутатор *ЭК2* управляется меандром напряжения полустрочной частоты от блока цветовой синхронизации.

Рассмотренная схема позволяет увеличивать примерно вдвое длительности защитных пакетов цветовой поднесущей. Переходный процесс заканчивается в конце вводимой части вспышки, а ее основная часть демодулируется без искажений.

На рис. 2.80 показаны экспериментально полученные эпюры цветоразностного сигнала на выходе канала цветности с включенным и выключенным компенсатором. Использование компенсатора устраняет переходный процесс на участке фиксации, а также искажения уровня черного в начале активного интервала строки.

Возможна вторая модификация компенсатора переходного процес-

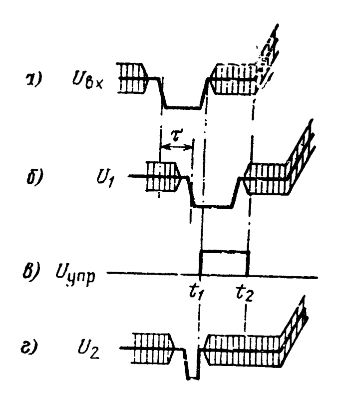


Рис. 2.79. Эпюры сигналов в схеме на рис. 2.79

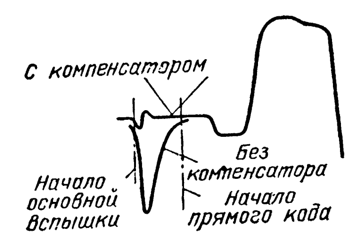


Рис. 2.80. Влияние компенсатора на форму площадки в сигнале E'_{R-Y}

са в дискретном канале цветности. Вспышка запоминается в специальном ЗУПВ, а через две строки считывается в интервале гашения и вводится в сигнал перед основной вспышкой. Такое решение исключает дополнительную задержку сигнала цветности.

2.2.8. Блок цветовой синхронизации

Блок цветовой синхронизации (БЦС) выполняет две функции: автоматическое включение канала цветности и режекторного фильтра в канале яркости, а также управление электронным коммутатором с правильной фазой. Для осуществления первой функции в БЦС анализируется тип принимаемого сигнала. Если принимается сигнал СЕКАМ, вырабатывается специальное управляющее напряжение $E_{упр}$, открывающее канал цветности. Когда принимается сигнал другой системы ЦТ, например сигнал черно-белого телевидения или помеха, канал цветности поддерживается в закрытом состоянии.

Для управления электронным коммутатором в БЦС формируется меандр полустрочной частоты. Путем сравнения с фазой сигнала цветовой синхронизации поддерживается такая фаза меандра, при которой на дискриминатор $R—Y$ канала цветности всегда поступает сигнал U_R, а на дискриминатор $B—Y$ — сигнал U_B.

К БЦС обычно предъявляются следующие требования. Канал цветности должен оставаться включенным, а фаза коммутации поддерживается правильной: при изменении размаха цветовой поднесущей в пределах рабочего участка характеристики амплитудных ограничителей (типовое значение $^{+6}_{-20}$ дБ номинального размаха поднесущей), отношении сигнал-шум$\geqslant$10 дБ (это позволяет телевизору устойчиво работать на границе зоны уверенного приема); выпадении отдельных сигналов цветовой синхронизации из-за отражений телевизионного сигнала от пролетающего самолета, а также в результате неточной настройки видеомагнитофона.

Канал цветности не должен включаться: при приеме черно-белого сигнала; при подаче на вход декодера синусоидального сигнала частотой 3...5 МГц с амплитудой, равной номинальной амплитуде цветовой поднесущей (сигналы ПАЛ или НТСЦ).

Существенное упрощение структуры БЦС можно получить, если

изменить последовательность формирования сигналов D'_R и D'_B так, чтобы каждый кадр начинался, например, с сигнала D'_R. Тогда для цветовой синхронизации мог бы использоваться временно́й сдвиг на половину строки между четными и нечетными полями [2.65]. Эта идея не нашла практического применения, поскольку приводит к некоторому ухудшению совместимости. Кадры в стандартной системе СЕКАМ начинаются поочередно со строк D'_R и D'_B, а для управления БЦС используются специальные сигналы цветовой синхронизации (СЦС). Они передаются во время интервала гашения по полям и занимают в каждом поле по девять строк. Блоки цветовой синхронизации, управляемые этими сигналами, называются кадровыми БЦС. В соответствии с рекомендацией МККР [1.6] предполагается исключить из сигнала СЕКАМ кадровые СЦС с тем, чтобы использовать освободившиеся интервалы для передачи сигналов телетекста. При этом в качестве СЦС используются защитные пакеты цветовых поднесущих, передаваемые в строчных интервалах гашения. Блоки цветовой синхронизации, управляемые этими сигналами, будем называть строчными БЦС. Так как в стране имеется значительный парк цветных телевизоров с кадровыми БЦС, то немедленное исключение из сигнала кадровых импульсов цветовой синхронизации привело бы к необходимости переделки всех этих телевизоров, что экономически нецелесообразно. Поэтому предполагается исключить кадровые БЦС через несколько лет, когда существующие телевизоры отработают свой ресурс и постепенно будут заменены новыми моделями, снабженными строчным БЦС.

Блок БЦС можно разделить на два функциональных звена: дискриминатор СЦС и блок обработки. Блок обработки формирует прямоугольную волну напряжения полустрочной частоты, используемую для управления электронным коммутатором в канале цветности, обеспечивает с помощью СЦС синхронизацию этой волны, а также формирует напряжение $E_{упр}$ для включения канала цветности.

В простейшем случае в качестве дискриминатора СЦС могут использоваться ЧД канала цветности. Так выполнено большинство кадровых БЦС. Для исключения взаимных помех между кадровыми СЦС и цветоразностными сигналами применяется временна́я селекция с помощью ключевых устройств. Пример выполнения схемы для выделения кадровых СЦС приведен на рис. 2.81, *а*. Цветоразностные сигналы с

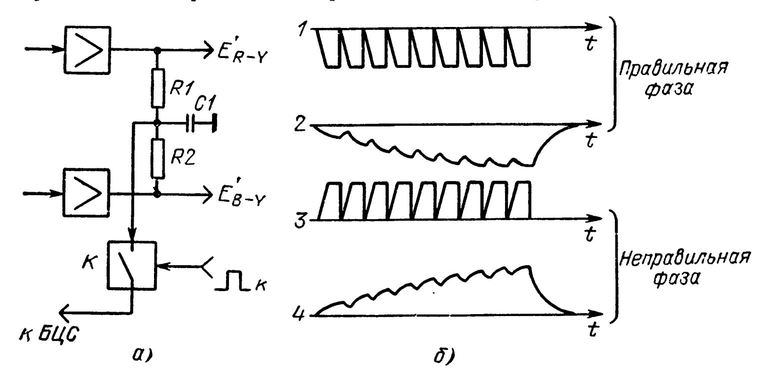


Рис. 2.81. Выделение кадровых СЦС:
а — функциональная схема; *б* — эпюры сигналов

выходов усилителей складываются в матрице, состоящей из резисторов *R1* и *R2*. Так как ЧД *R—Y* и *B—Y* имеют разный знак наклона АЧХ, кадровые СЦС на выходах каналов *R—Y* и *B—Y* имеют одинаковую полярность. При правильной фазе коммутации эти сигналы отрицательны (эпюра *1* на рис. 2.81, *б*). Если фаза неправильна, СЦС становятся положительными (эпюра *3* на рис. 2.81, *б*). Импульсные помехи, проникшие в сигнал, на выходе матрицы вычитаются. Конденсатор *C1* образует с матрицей интегрирующую цепь. Сигналы цветовой синхронизации в результате интегрирования превращаются в одиночный импульс, полярность которого зависит от фазы коммутации (эпюры *2* и *4* на рис. 2.81, *б*). Интегрирование уменьшает также и влияние флуктуационных помех. Ключ *K*, управляемый импульсами гашения полей, пропускает в БЦС только СЦС. Чтобы кадровые СЦС не создавали помехи на экране телевизора (в канале *G—Y* СЦС имеют положительную полярность и по размаху превышают цветоразностный сигнал), необходимо эффективное гашение лучей кинескопа на обратном ходу по полям.

Для выделения строчных СЦС обычно используется отдельный дискриминатор. В качестве такого дискриминатора может быть применен резонансный каскад с детектором огибающей. Контур резонансного каскада настраивается на частоту одного из защитных пакетов поднесущей, например, 4,25 МГц. Тогда на выходе каскада, открываемого стробирующими импульсами, вспышки поднесущих выделяются в виде радиоимпульсов. Амплитуда этих радиоимпульсов в строках U_B из-за селективных свойств контура будет больше, чем в строках U_R. Детектор огибающей преобразует радиоимпульсы в импульсы напряжения. Различие амплитуд этих импульсов на соседних строках и является полезной информацией, используемой для цветовой синхронизации. Преимущества такого решения — простота схемы, а также частотно-селективные свойства резонансного контура, ослабляющего синусоидальную помеху, имеющую частоту, отличную от резонансной. Недостаток схемы — относительно малый размах полезного сигнала. Для увеличения различия амплитуд импульсов необходимо увеличивать добротность контура, но тогда повышается его инертность и за время вспышки (примерно 4,7 мкс) амплитуда сигнала не успевает достигнуть установившегося значения. Оптимальная добротность контура около 20. При этом различие амплитуд продетектированных импульсов составляет всего 20 % [2.66]. Если контур настроен так, что частоты вспышек расположены на склоне его АЧХ, разность амплитуд импульсов получается несколько большей. Определенные трудности в рассматриваемом дискриминаторе связаны также с выделением из продетектированных монополярных импульсов разностного сигнала, несущего информацию о фазе чередования составляющих U_R и U_B.

Кроме резонансного каскада в качестве дискриминатора СЦС применяется также ЧД. Использование ЧД устраняет трудности, связанные с выделением разностного сигнала. Если нулевая частота ЧД, открываемого стробирующими импульсами на время вспышек, расположена посередине между значениями частот немодулированных поднесущих, выходной сигнал имеет вид чередующихся биполярных импульсов. Если же нулевая частота совпадает с частотой одной из вспышек, то выходной сигнал принимает вид монополярных импульсов, следующих через строку. Такие сигналы могут быть непосредственно использованы для синхронизации релаксационного генератора, управляющего коммутатором в канале цветности. Вместе с тем амплитуда этих сигналов получается большей, чем разность амплитуд соседних импульсов на выходе детектора огибающей. Частотный детектор, используемый

как дискриминатор СЦС, должен быть узкополосным. В оптимальном случае максимумы его АЧХ должны совпадать с частотами защитных пакетов поднесущей. Если использовать широкополосный ЧД, то выходное напряжение, создаваемое синусоидальной помехой, может превысить амплитуду полезного сигнала.

В качестве дискриминатора СЦС применяются также и другие устройства: система ФАПЧ [2.67]; кварцевый резонатор, настроенный на частоту одной из вспышек [2.68]; счетчик, определяющий число колебаний поднесущей во вспышке [2.69]. Если обработка сигнала в канале цветности осуществляется цифровыми методами, то дискриминатор СЦС может быть выполнен в виде цифрового компаратора, который в интервалы гашения по строкам сравнивает текущие значения цветоразностных цифровых сигналов с уровнем черного одного из сигналов, хранящимся в памяти. На выходе компаратора выделяются следующие через строку импульсы, синфазные с коммутацией сигналов в кодере, которые и управляют работой блока.

Блок обработки СЦС в аналоговых декодерах может содержать только триггер, вырабатывающий меандр полустрочной частоты, и выключатель цветности. Если биполярные импульсы с выхода дискриминатора СЦС разделить в два канала и подать на установочные входы триггера, то последний будет работать с правильной фазой [2.70]. Недостаток такого метода управления триггером — нарушение его работы при выпадении отдельных СЦС. Поэтому обычно управление триггером осуществляют по его счетному входу с помощью импульсов от блока строчной развертки. Корректирующие же импульсы, сформированные из СЦС, направляют в триггер только при неправильной фазе коммутации. Коррекция может осуществляться подачей импульсов на один из установочных входов триггера, блокированием счетных импульсов или инвертированием выходного сигнала триггера. Если импульсы на выходе дискриминатора СЦС биполярны или следуют через строку, они могут быть непосредственно поданы на установочный вход триггера. При неправильной фазе осуществляется ее коррекция, при правильной — импульсы не оказывают влияния на работу триггера, подтверждая его состояние. В том случае, когда коррекция производится блокированием счетных импульсов, необходима цепь, вырабатывающая напряжение блокирования при неправильной фазе триггера. Эта цепь (фазовый компаратор) представляет собою каскад совпадения, на один вход которого подаются СЦС от дискриминатора, а на второй — меандр полустрочной частоты от триггера. Если фаза триггера неправильна, на выходе компаратора появятся следующие через строку импульсы, интегрированием которых и получают напряжение блокирования. Функция блокирования счетных импульсов может выполняться вторым каскадом совпадения.

В качестве фазового компаратора применяется также счетный триггер. Для этого на его счетный вход подают СЦС, а на вход *R* — меандр от основного триггера. При неправильной фазе коммутации на выходе триггера выделяются широкие прямоугольные импульсы, образующие после интегрирования постоянную составляющую, близкую к половине их амплитуды. Когда фаза правильна, на выходе триггера поддерживается логический нуль.

Еще бóльшую постоянную составляющую блокирующего напряжения обеспечивает БЦС [2.71], функциональная схема которого приведена на рис. 2.82. Биполярные СЦС от дискриминатора *ЧД* подаются на вход триггера Шмитта *ТШ*, формирующего меандр полустрочной частоты, фронты которого соответствуют началам вспышек. Этот меандр, а также меандр от счетного триггера *СТ* поступают на входы

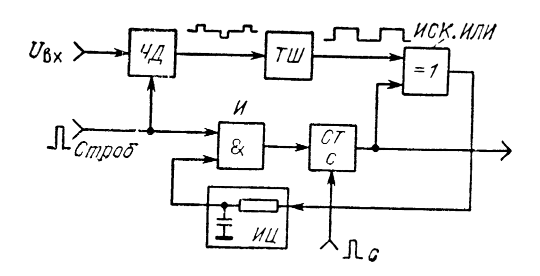


Рис. 2.82. Функциональная схема БЦС [2.71]

ячейки «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ». В зависимости от соотношения фаз меандров на выходе логической ячейки выделяются либо короткие импульсы, длительность которых равна интервалу времени между фронтом строчного синхроимпульса и началом вспышки, либо постоянный уровень с короткими пропусками. После интегрирования в цепи *ИЦ* импульсы преобразуются в постоянное напряжение, соответствующее логическому нулю или единице. Это напряжение управляет каскадом совпадения *И*, который в зависимости от фазы коммутации пропускает или не пропускает на *СТ* импульсы коррекции.

Функцию фазового компаратора может также выполнять аналоговый перемножитель. Если на его первый вход подать биполярные СЦС от дискриминатора, а на второй — меандр полустрочной частоты от *СТ*, то на выходе перемножителя выделяются монополярные импульсы, положительные или отрицательные в зависимости от соотношения фаз СЦС и меандра от СТ. Используемый таким способом перемножитель называют детектором полустрочной частоты (ДПЧ).

Для защиты БЦС от шумовых помех применяют накопительные устройства. Функцию накопления может выполнять резонансная система, настроенная на частоту повторения СЦС, т. е. на полустрочную частоту (7,8125 кГц). Так, в [2.72] предложено после дискриминатора СЦС включить накопитель в виде колебательного контура, активного фильтра или синхронизируемого автогенератора. На выходе резонансного накопителя выделяется синусоидальный сигнал, фаза которого соответствует фазе коммутации в кодере. Такой сигнал, поданный на установочный вход триггера, обеспечивает коррекцию его фазы. Сигнал с выхода накопителя может также использоваться для включения канала цветности.

Если вместо сигнала СЕКАМ на вход БЦС поступает синусоидальная помеха (например, сигнал ПАЛ), дискриминатор СЦС формирует повторяющиеся каждую строку импульсы, которые не пройдут на выход резонансного накопителя, и канал цветности не включится. Недостаток резонансного накопителя — наличие дополнительного настраиваемого элемента или, если накопитель выполнен в виде активного фильтра, повышенные требования к точности входящих в него элементов. Помехозащищенные свойства резонансного накопителя в кадровых БЦС ограничены предельным значением добротности контура. Так как кадровые СЦС занимают только девять строк на поле, добротность накопительного контура не должна превышать значение $Q \leqslant \pi n/3 = 3{,}14 \times 4{,}5/3 \approx 4{,}5$, где n — число периодов полустрочной частоты, приходящихся на девять СЦС. При большой добротности накопителя напряжение на нем не успеет достигнуть установившегося значения. Резонансный накопитель применен в кадровом БЦС унифицированного модуля УМ2-1—1 телевизора УПИМЦТ-61.

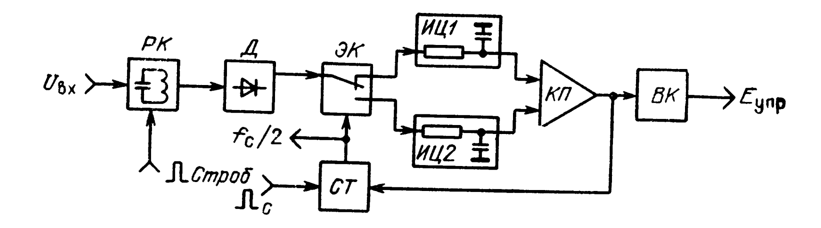


Рис. 2.83. Функциональная схема БЦС микросхемы TCA640

Подавление резонансным накопителем в кадровом БЦС синусоидальной помехи строчной частоты (от сигнала ПАЛ) составит

$$\delta \approx \sqrt{1+Q^2 \nu^2} = \sqrt{1+4.5^2 \cdot 1,5^2} = 5,5 \text{ раза.}$$

Здесь $\nu = 15/7,8 - 7,8/15 = 1,5$.

В строчных БЦС накопление может происходить в течение всего поля. Поэтому предельное значение добротности составляет

$$Q \leqslant 3,14 \cdot 312/(3 \cdot 2) = 164.$$

Подавление таким накопителем синусоидальной помехи строчной частоты получается существенно большим, чем в кадровом БЦС:

$$\delta = \sqrt{1+164^2 \cdot 1,5^2} = 246 \text{ раз.}$$

Кроме резонансных накопителей в БЦС применяются также средства помехозащиты на основе конденсаторов. Простейшее из них — интегрирующая цепь. Ее главный недостаток — одинаковые постоянные времени зарядки и разрядки конденсатора. Так как строчные СЦС имеют большую скважность, постоянная составляющая от их интегрирования получается много меньше размаха импульсов, что снижает устойчивость работы устройства.

Блок цветовой синхронизации с интегрирующими цепями применен в микросхеме TCA640 (К174ХА9). На рис. 2.83 дана функциональная схема этого БЦС. Резонансный каскад *РК*, настроенный на частоту немодулированной поднесущей $f_{ов}$ и открываемый стробирующими импульсами, формирует из вспышек радиоимпульсы, амплитуды которых различны в строках U_R и U_B. Эти импульсы после детектора огибающей *Д* поступают на коммутатор ЭК, управляемый триггером *СТ*. Коммутатор разделяет СЦС d_R и d_B в два канала, где они проходят через интегрирующие цепи *ИЦ1* и *ИЦ2*. Постоянные напряжения с выходов интегрирующих цепей сравниваются компаратором *КП*. В зависимости от фазы триггера *СТ* меняется знак приращения напряжения на выходе компаратора, что используется для коррекции фазы триггера и управления выключателем канала цветности ВК. Синусоидальная помеха создает на входах компаратора одинаковые напряжения, и канал цветности не должен включаться. Однако, как показали испытания, микросхема TCA640 не обеспечивает надежной защиты от действия синусоидальной помехи. Причина этого состоит в следующем. При работе в режиме СЕКАМ разность амплитуд импульсов на выходах коммутатора ЭК получается небольшой, а так как их скважность превышает 10, сравниваемые напряжения на входах компаратора отличаются лишь на доли вольта. Такая же разность может получиться и при воздействии синусоидальной помехи, если сопротивления утечек накопительных кон-

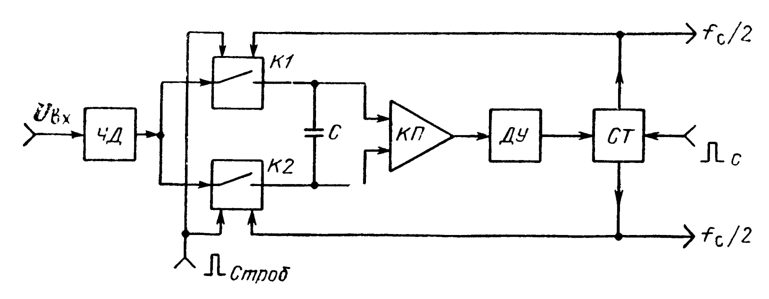


Рис. 2.84. Функциональная схема БЦС [2.75]

денсаторов неодинаковы, что и является частой причиной нарушения работы рассматриваемого БЦС.

Отмеченные недостатки устранены в БЦС с синхронными емкостными накопителями. Синхронный накопитель содержит конденсатор и электронный ключ, через который на конденсатор поступает СЦС. Ключ замыкается стробирующими импульсами только на время прохождения СЦС. Поэтому постоянная времени разрядки конденсатора оказывается много больше постоянной времени зарядки и установившееся значение выходного напряжения приближается к амплитуде входных импульсов.

Закон изменения напряжения на накопительном конденсаторе имеет вид

$$U_{вых} = U_{вх}\left(1 - e^{-n\Delta t/RC}\right),$$

где n — число замыканий ключа; Δt — интервал времени, когда ключ замкнут; R — сопротивление открытого ключа; C — емкость накопительного конденсатора.

Синхронный накопитель уменьшает уровень флуктуационных помех в выходном сигнале в Q раз [2.73], где

$$Q = 2RC/\Delta t = 2n/\Delta t. \qquad (2.66)$$

Подавление шумов накопителем тем выше, чем меньше приращение напряжения на конденсаторе за один такт зарядки, т. е. чем большее число тактов требуется для того, чтобы выходное напряжение достигло заданного уровня.

Известно несколько схемных решений БЦС с использованием синхронных накопителей. В [2.74] предложено устройство, в котором биполярные СЦС от дискриминатора проходят через фазовый компаратор, управляемый триггером, и поступают на синхронный накопитель. В зависимости от фазы триггера меняется полярность напряжения на выходе накопителя. Второй компаратор формирует из этого напряжения следующие через строку импульсы, которые при неправильной фазе триггера обеспечивают его коррекцию.

Блок цветовой синхронизации может содержать как два накопительных конденсатора, напряжения на которых сравниваются с помощью компаратора, так и один конденсатор, включенный между входами компаратора. Блок цветовой синхронизации второго типа предложен в [2.75]. На рис. 2.84 приведена схема этого блока. Демодулированный сигнал от дискриминатора *ЧД* поступает на комбинированные ключи *К1* и *К2*, управляемые стробирующими импульсами и противофазными меандрами полустрочной частоты от триггера *СТ*. Демодулированные

вспышки обеспечивают зарядку накопительного конденсатора *С*. Знак напряжения на конденсаторе определяется фазой *СТ*. Это напряжение через компаратор КП поступает на детектор уровня *ДУ*, который форирует импульсы, корректирующие фазу триггера.

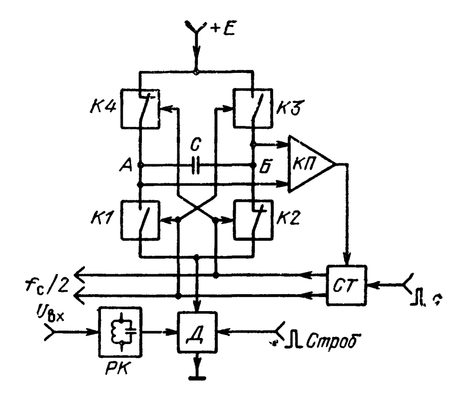


Рис. 2.85. Функциональная схема БЦС [2.76]

Блок цветовой синхронизации с одиночным накопительным конденсатором применен в отечественной гибридной микросхеме канала цветности СЕКАМ К224ХК3 [2.76]. Функциональная схема БЦС показана на рис. 2.85. Вспышки, выделенные резонансным контуром РК, настроенным на частоту одной из немодулированных поднесущих, детектируются в каскаде *Д*, который выполнен в виде генератора тока. Импульсы тока проходят через систему ключей *К1—К4* и накопительный конденсатор *С*. Ключи управляются триггером *СТ*, так, что, например, на четных строках открыты *К4*, *К2* и ток проходит через конденсатор от точки *А* к точке *Б*, а на нечетных строках открыты *К1*, *К3* и направление тока меняется. Когда принимается сигнал СЕКАМ, импульсы тока от вспышек в строках U_R и U_B имеют разную амплитуду. Разность токов вызывает постепенную зарядку конденсатора *С* до напряжения, близкого к напряжению источника питания. Полярность напряжения на конденсаторе определяется фазой триггера *СТ*. Когда фаза неправильна, срабатывает *КП* и обеспечивает коррекцию фазы триггера.

Сигналы цветовой синхронизации содержат данные о типе принимаемого сигнала (СЕКАМ — не СЕКАМ) и о фазе коммутации в кодере. Оба эти параметра легко выражаются в двоичной форме. Поэтому блок обработки СЦС удобно выполнить в виде цифрового логического автомата. На рис. 2.86 представлена одна из возможных структурных схем программы такого автомата. Функция накопления в нем осуществляется реверсивным счетчиком, а тактирующими импульсами служат СЦС, снимаемые с выхода дискриминатора СЦС [2.77]. После включения телевизора автомат анализирует тип принятого сигнала (логическое условие x_1). Если принимается сигнал ПАЛ или помеха, работа идет по циклу $a_1—\bar{x}_1—a_1$. Канал цветности не включается. Когда на вход автомата поступает сигнал СЕКАМ, он переходит в состояние a_2. Далее происходит анализ фазы коммутации в декодере (логическое условие x_2). При неправильной фазе начинает работать накопитель (счетчик), на выходе которого последовательно формируются двоичные слова y_1, y_2,... и т. д. По достижении заранее выбранного слова y_n вырабатывается сигнал коррекции фазы. Затем автомат проверяет, произошла ли коррекция (логическое условие x_3). Если по какой-либо причине коррекция не обеспечена, работа идет по циклу $x_3—a_2—x_2—y_1—y_2...y_n—x_3$. После коррекции автомат переходит в состояние a_3. Вновь идет накопление, но направление счета инвертируется. Когда на выходе накопителя выделится двоичное слово y_1, включится канал цветности. Начиная с этого момента времени автомат работает по циклу $a_2—x_2—a_3—y_n—y_n—1...y_1—a^2$.

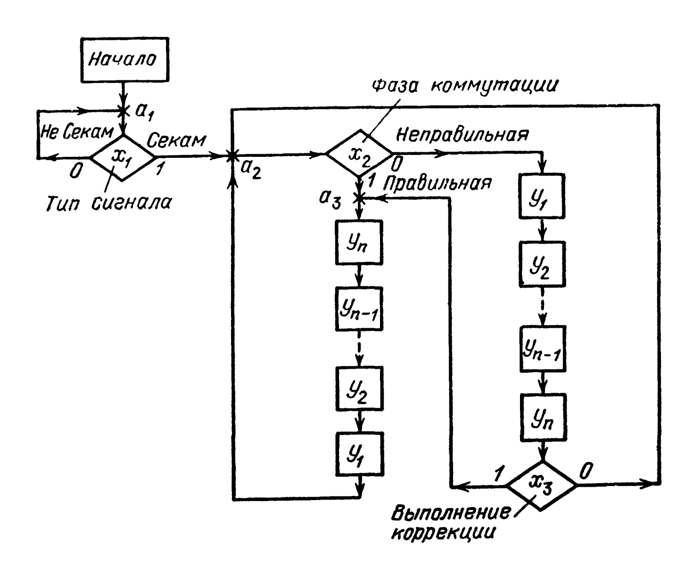


Рис. 2.86. Структурная схема программы логического автомата БЦС

Каждый раз при прохождении набора y_1 подтверждается включение канала цветности. Поскольку в каждом цикле анализируется логическое условие x_2, случайное нарушение фазы коммутации вызывает выключение канала цветности и переход автомата в режим коррекции фазы триггера. При отсутствии входного сигнала накопления не происходит и автомат поддерживается в состоянии a_1.

Функциональная схема цифрового БЦС приведена на рис. 2.87. Сигналы цветовой синхронизации в виде импульсов полустрочной частоты с выхода дискриминатора *ЧД* поступают на каскады совпадения *И1* и *И2*, где они сравниваются с меандром полустрочной частоты от счетного триггера *СТ* (логическое условие x_2). Если фаза коммутации неправильна, СЦС проходят на первый вход реверсивного счетчика *РС* и на вход младшего разряда дешифратора *ДШ1*. По достижении заданного двоичного слова дешифратор формирует импульс, корректирующий фазу триггера *СТ*. Система переходит в состояние a_3. Сигналы цветовой синхронизации с выхода устройства совпадения *И2* поступают на вход младшего разряда дешифратора *ДШ2* и на второй вход реверсивного счетчика *РС*. Направление счета меняется. Когда в процессе счета на входе *ДШ2* появится заданное двоичное слово, дешифратор сформирует импульс, поступающий на выключатель цветности *ВК*. Канал цветности откроется. Разрушение на включение канала подтверждается на каждом цикле счетчика.

Выключатель цветности управляется с кадровой частотой. Например, в начале четных полей на него подаются импульсы сброса, а в начале нечетных полей — импульсы опроса. Если принимается программа СЕКАМ с правильной фазой триггера и на выключатель цветности поступают импульсы от дешифратора *ДШ2*, то импульсы сброса не меняют состояния выключателя. При отсутствии импульсов от дешифратора в момент прихода импульса опроса канал цветности выключается. Рассмотренный блок может работать и от кадровых СЦС. Для

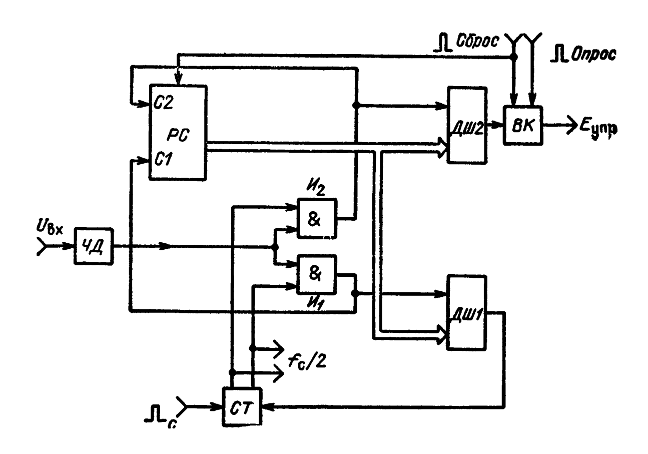


Рис. 2.87. Функциональная схема БЦС цифрового типа [2.77]

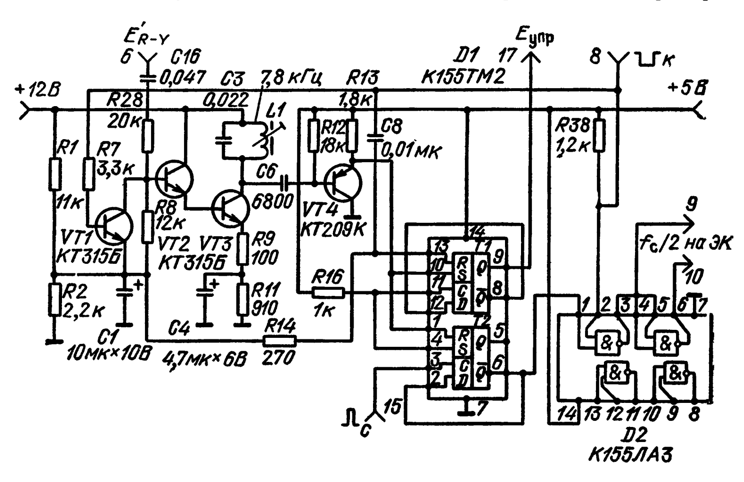


Рис. 2.88. Электрическая схема БЦС унифицированного модуля УМ2-1-1 телевизора УПИМЦТ-61

перехода на кадровый режим вместо строчных стробирующих импульсов на дискриминатор *ЧД* подают кадровые, а также меняют двоичные слова, соответствующие срабатыванию дешифраторов.

Имеются публикации, касающиеся цифровых *БЦС*, в которых тактирование осуществляется строчными стробирующими импульсами, а СЦС только управляют направлением счета [2.78].

Блок цветовой синхронизации телевизора УПИМЦТ-61. На рис. 2.88 приведена электрическая схема БЦС унифицированного модуля УМ2-1-1 [2.79]. Счетный триггер, образованный из *Д*-триггера *T2* микросхемы *D1* (К155ТМ2), управляется по счетному входу *с* строчными импульсами и вырабатывает меандр полустрочной частоты. Этот меандр подан

на два последовательно соединенных звена И—НЕ микросхемы *D2* (К155ЛА3). На второй вход первого звена подан также отрицательный кадровый импульс. С выходов звеньев И—НЕ инвертированные меандры напряжения полустрочной частоты поступают на входы управления электронного коммутатора.

При прохождении кадрового импульса вместо меандров на выходе первого звена поддерживается напряжение высокого уровня (лог. 1), а на выходе второго — напряжение низкого уровня (лог. 0). Поэтому в интервале гашения по полям, когда передаются кадровые СЦС, электронный коммутатор не функционирует и сигнал U_0 поступает все время, например, в *ЧД R—Y* и U_1 — в *ЧД B—Y*. В результате демодулированные СЦС содержат чередующиеся сигналы d_R и d_B и имеют вид волны напряжения полустрочной частоты, фаза которой соответствует фазе коммутации сигналов на передающей стороне. Эти СЦС поступают через *C16, R28* на базу *VT2*. Нормально открытый ключ на транзисторе закрывается отрицательным кадровым импульсом, что позволяет выделить СЦС и подавить цветоразностные сигналы. Сигналы цветовой синхронизации усиливаются транзистором *VT3*, контур в коллекторной цепи которого, настроенный на полустрочную частоту, выполняет функции резонансного накопителя, выделяющего первую гармонику СЦС и подавляющего синусоидальную помеху. На эмиттере амплитудного детектора *VT4* выделяются следующие с полустрочной частотой отрицательные импульсы. Они поступают на установочный вход *R* счетного триггера *T2*, обеспечивая при необходимости коррекцию его фазы. Эти же импульсы проходят на вход *S* второго триггера *T1*, который работает как *RS*-триггер, служащий выключателем цветности, и переводят его в состояние, когда канал цветности включен. Выброс от фронта кадрового импульса, получившийся в результате дифференцирования конденсатором *C8*, переводит *RS*-триггер во второе устойчивое состояние, соответствующее выключению канала цветности. Чтобы СЦС беспрепятственно поступали на вход БЦС, независимо от состояния выключателя цветности, канал цветности дополнительно открывается кадровыми импульсами.

Рассмотренный кадровый БЦС обеспечивает достаточную помехозащиту и практически не содержит регулируемых органов (контур *L1C3*, имеющий низкую добротность, устанавливается на модуль уже настроенным).

Блок цветовой синхронизации микросхемы TCA640 (К174ХА9). Часть электрической схемы микросхемы TCA640, соответствующая БЦС, приведена на рис. 2.89. Счетный триггер, выполненный на транзисторах *VT40*, *VT43*, переключается стробирующими импульсами, поступающими на базы транзисторов через разделительные цепи на транзисторах *VT41*, *VT42* и диодах *VD3*, *VD4*. Через эмиттерный повторитель *VT45* меандр полустрочной частоты выводится на контакт *12* микросхемы и одновременно подается на транзистор *VT50*, образующий с *VT46* дифференциальный переключатель тока. Ток в эмиттерные цепи этих транзисторов поступает от амплитудного детектора *VT48*, в базовой цепи которого включен резонансный контур *L1C1*, настроенный на частоту одного из СЦС, например строчных вспышек d_B. Сигналы цветовой синхронизации поступают на базу *VT48* через *R55* от ключевой схемы, не показанной на рисунке. На нагрузочных резисторах *R68* и *R71* выделяются продетектированные отрицательные импульсы от вспышек d_R и d_B.

Импульсы интегрируются внешними конденсаторами *C2* и *C3*. Напряжения на конденсаторах получаются тем меньшими, чем больше амплитуда вспышек на контуре *L1C1*. При приеме сигнала СЕКАМ

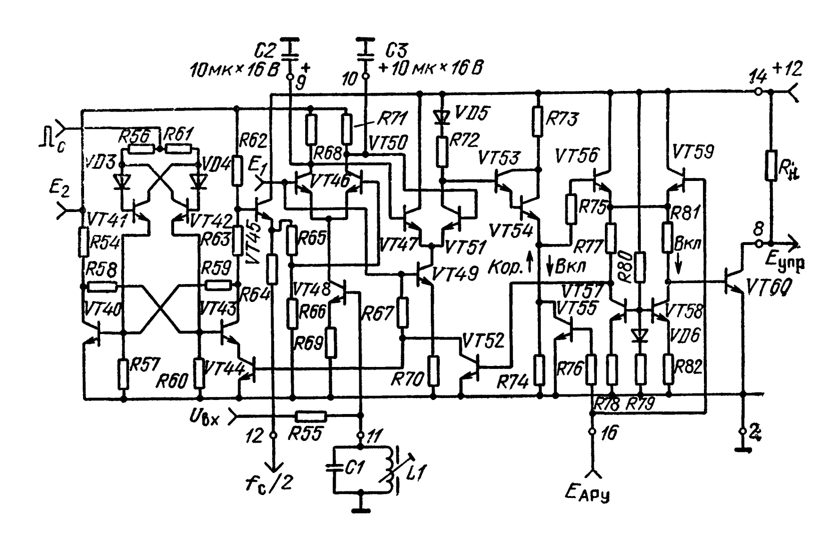


Рис. 2.89. Электрическая схема БЦС микросхемы ТСА640

разность напряжений составляет примерно 0,25 В. Когда фаза правильная, напряжение на *С3* меньше, чем на *С2*. Разностное напряжение усиливается дифференциальным усилителем на транзисторах *VT47*, *VT51*. Если фаза коммутации правильная, получается положительное приращение напряжения на коллекторе *VT51*. Это приращение проходит через усилитель постоянного тока *VT53*, *VT54*, *VT56* и закрывает транзистор *VT60*. С внешнего сопротивления нагрузки *R*, в коллекторной цепи этого транзистора снимается управляющее напряжение $E_{упр}$ открывающее канал цветности. При неправильной фазе коммутации напряжение на *С3* становится больше, чем на *С2*. Отрицательное приращение напряжения на коллекторе *VT51* открывает *VT60* ($E_{упр}=0$) и закрывает транзистор *VT44*, что блокирует работу счетного триггера. Триггер перестает работать в состоянии, когда напряжение на коллекторе *VT43* больше, чем на коллекторе *VT40*. Открывается транзистор *VT50*, и начинается разрядка конденсатора *С3*, которая происходит до тех пор, пока транзистор *VT44* не откроется и триггер вновь не начнет работать. Если опять его фаза будет неверной, процесс повторится. В режиме СЕКАМ вывод *16* микросхемы заземлен и транзистор *VT58* не оказывает влияния на ее работу.

Блок цветовой синхронизации микросхемы TDA3520 (К174ХА16). Основу БЦС (рис. 2.90) составляет *ЧД* на транзисторах *VT1—VT7*. Транзистор *VT1* открывается узкими стробирующими импульсами (длительность 1 мкс), которые формируются внутри микросхемы и соответствуют задней части строчного защитного пакета поднесущей, где переходные процессы уже завершились. На базу *VT2* поступает сигнал цветности с выхода системы АРУ, входящей в состав ИС. Этот же сигнал проходит внешний фазовращатель (конденсатор *С1*, контур *C2L1*) и поступает на базы транзисторов *VT5*, *VT6*, которые вместе с *VT4*, *VT7* образуют аналоговый перемножитель.

Выходные сигналы перемножителя в виде биполярных импульсов полустрочной частоты подаются в эмиттерные цепи транзисторов

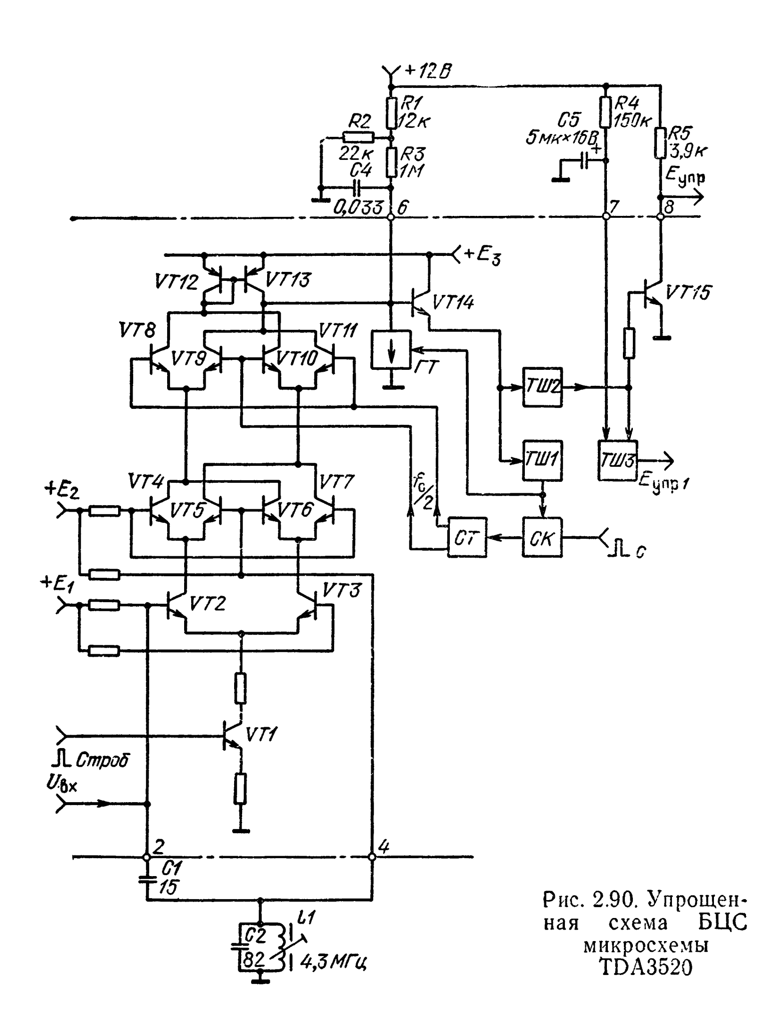


Рис. 2.90. Упрощенная схема БЦС микросхемы TDA3520

VT8—VT11, выполняющих функцию детектора полустрочной частоты (ДПЧ). На базах *VT8*, *VT11* и *VT9*, *VT10* присутствуют противофазные меандры полустрочной частоты от счетного триггера *СТ*, управляемого по счетному входу строчными импульсами, проходящими через устройство коррекции *СК*. Нагрузкой детектора являются транзисторы *VT12* и *VT13*, включенные по схеме так называемого токового зеркала. Обычно такое соединение применяется в цепях стабилизации режима, и свое название оно получило потому, что ток, протекающий через коллектор *VT13*, оказывается близким по значению к заданному току коллектора *VT12*. В данном случае токовое зеркало увеличивает размах выходного сигнала. Если, например, через *VT12* протекает отрицательный импульс тока, а через *VT13* — положительный, то напряжение на переходе эмиттера база *VT12* падает. В результате закрывается транзистор

VT13, его внутреннее сопротивление увеличивается и возрастает отрицательный импульс напряжения, снимаемый с коллектора *VT13*.

Когда принимается сигнал СЕКАМ, то в зависимости от фазы работы триггера *СТ* на коллекторе *VT13* выделяются следующие каждую строку положительные или отрицательные импульсы. Внешний конденсатор *С4* интегрирует эти импульсы, создавая положительное или отрицательное приращение напряжения на входах триггеров Шмитта *ТШ1* и *ТШ2*. Если фаза коммутации неправильна, то импульсы имеют положительную полярность и напряжение на выводе *6* микросхемы увеличивается до момента срабатывания триггера *ТШ1*. Напряжение на выходе триггера возрастает, и устройство коррекции *СК* формирует дополнительный импульс, расположенный в активном интервале строки, который поступает на *СТ* и корректирует его фазу. Чтобы не могло произойти повторной коррекции, в блок введен генератор тока *ГТ*, соединенный с накопительным конденсатором *С4*. Генератор открывается триггером *ТШ1* и разряжает *С4*. Напряжение на эмиттере *VT14* падает, и *ТШ1* возвращается в исходное состояние. После коррекции фазы *СТ* полярность импульсов на коллекторе *VT13* меняется, что вызывает разрядку конденсатора *С4*. Когда напряжение на эмиттере *VT14* достигает порога срабатывания триггера Шмитта *ТШ2*, он переключается и закрывает транзистор *VT15*. Напряжение на коллекторе *VT15*, которое используется для включения режекторного фильтра в канале яркости, увеличивается до напряжения источника питания.

Цветоразностные каналы в TDA3520 открываются с помощью дополнительного триггера Шмитта *ТШ3*. Срабатывание *ТШ3* от *ТШ2* происходит с задержкой, определяемой постоянной времени цепи *R4*, *С5*. Это сделано для того, чтобы к моменту появления сигналов на выходах микросхемы закончились переходные процессы в ЧД, выполненных в виде систем ФАПЧ.

2.2.9. Настройка и измерение основных параметров канала цветности СЕКАМ

В условиях промышленного производства канал цветности настраивают на специальном стенде, на который подаются сигналы от централизованных датчиков. Рассмотрим более простые методы настройки с использованием осциллографа, вольтметра и полного сигнала СЕКАМ с модуляцией цветными полосами (или сигналом цветной испытательной таблицы).

Перед настройкой канал цветности подключают к источнику питания и с помощью вольтметра измеряют постоянные напряжения в контрольных точках, чтобы убедиться в исправности всех цепей. Затем на блок подают необходимые импульсные сигналы.

Настройку начинают с корректора ВЧ предыскажений. Подавая на вход канала полный цветовой видеосигнал СЕКАМ, модулированный цветными полосами, контролируют осциллографом форму сигнала на выходе КВП. Чтобы исключить влияние измерительной головки на резонансную частоту цепи, лучше подключить осциллограф не непосредственно к контуру КВП, а после разделительного каскада, который обычно имеется в составе канала. Вращая сердечник в контуре КВП, добиваются минимальной амплитудной модуляции пакетов поднесущей. Если в составе КВП предусмотрен потенциометр, шунтирующий контур, то настройку производят поочередным вращением движка потенциометра и сердечника контура, каждый раз уменьшая до минимума амплитудную модуляцию в выходном сигнале.

В канале на микросхемах МСА640 и МСА650 (см. рис. 10.1) после

настройки КВП осциллограф подключают к выводу *1* МСА640 и, вращая движок потенциометра *R4*, балансируют электронный коммутатор поднесущей (в микросхеме) так, чтобы строчные и кадровые площадки гашения совпали с серединой пакетов поднесущей. Выполнив эту операцию, настраивают БЦС. Для этого осциллограф подключают к выводу *11* микросхемы. На экране осциллографа должны быть видны радиоимпульсы, соответствующие защитным пакетам поднесущей. Вращая сердечник в контуре *L2C8*, увеличивают до максимума амплитуду этих радиоимпульсов. Затем к выводу *8* микросхемы присоединяют вольтметр и, вращая в небольших пределах сердечник в контуре, устанавливают его в такое положение, когда напряжение на выводе *8* возрастает до 10...11 В.

В декодере на унифицированных модулях БЦС (рис. 2.88) вообще не настраивают. Достаточно только проверить его работу. Для этого осциллограф подключают к выводу *6* микросхемы К155ЛА3 в модуле УМ2-1-1 и убеждаются в том, что в интервалах гашения по полям меандр полустрочной частоты подавлен. Затем проверяют поступление сигналов опознавания на вывод *6* модуля от ЧД *R—Y*. Далее вход осциллографа переносят на коллектор *VT3* (модуль УМ2-1-1). Сигнал должен иметь вид радиоимпульсов, повторяющихся с частотой полей и имеющих размах не менее 10 В. Затем измерительную головку осциллографа подключают к эмиттеру *VT4*. Здесь должны наблюдаться отрицательные полупериоды радиоимпульсов. После этого контролируется сигнал на выводе *17* модуля. Если БЦС работает правильно, в активные интервалы полей напряжение на этом выводе составляет примерно 3,5 В, а в интервалы времени от начала гасящего кадрового импульса до начала СЦС напряжение близко к нулю.

Для настройки БЦС канала цветности на микросхеме К174ХА16 (TDA3520) (см. рис. 10.2) осциллограф подсоединяют к выводу *4*, а вольтметр — к выводу *6*. Вращая сердечник в контуре *L4C11* вблизи от положения, соответствующего резонансу, добиваются уменьшения напряжения на выводе *6* до 3..4 В, что соответствует включению канала цветности.

После настройки БЦС выравнивают размахи прямого и задержанного сигналов цветности, поступающих на входы ЧД. Для этого в канале на МСА640 и МСА650 (см 10.1) вращают движок потенциометра *R12*, контролируя размахи сигналов цветности на выводах *1* и *3* МСА650 с помощью осциллографа.

Затем настраивают ЧД. На вход канала подают полный сигнал СЕКАМ, модулированный сигналом цветных полос. Осциллограф подключают к выходу одного из ЧД. На экране осциллографа должен наблюдаться цветоразностный сигнал. Вращая сердечник в контуре дискриминатора (*L5* или *L6* на рис. 10.1), совмещают уровни цветоразностного сигнала на белой и черной полосах с уровнем сигнала в интервале гашения поднесущей. Более точно нулевые частоты дискриминаторов подстраивают по цвету неокрашенных участков изображения на экране телевизора. Предварительно в телевизоре должен быть настроен баланс белого. Включая и выключая канал с помощью ручного выключателя цветности, контролируют цветовой тон неокрашенных участков изображения (например, белых участков цветной испытательной таблицы). Если цвет не меняется, ЧД настроены правильно. Если же при включении канала белая полоса слегка окрашивается, подстраивают нулевые частоты дискриминаторов сердечниками в контурах.

После настройки нулевых частот устанавливают номинальные размахи цветоразностных сигналов. В канале цветности на рис. 10.1 для

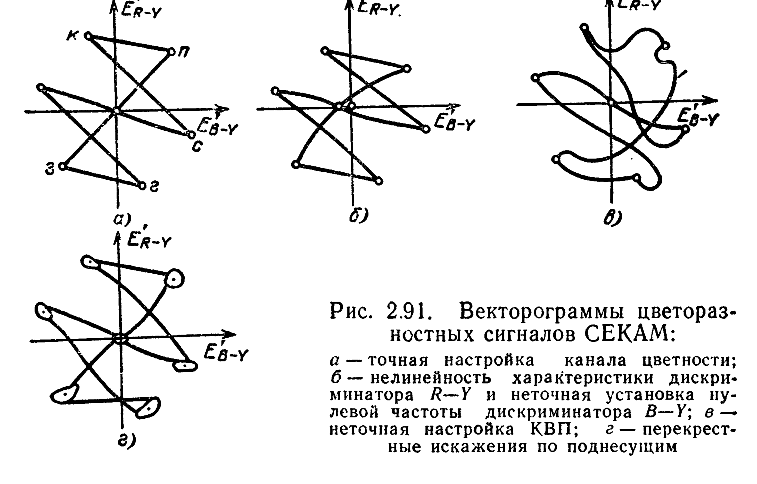


Рис. 2.91. Векторограммы цветоразностных сигналов СЕКАМ:

а — точная настройка канала цветности; *б* — нелинейность характеристики дискриминатора *R—Y* и неточная установка нулевой частоты дискриминатора *B—Y*; *в* — неточная настройка КВП; *г* — перекрестные искажения по поднесущим

этого служат потенциометры *R24* и *R25* в эмиттерных цепях транзисторов *VT1* и *VT2*.

В канале цветности на микросхеме К174ХА16 (см. рис. 10.2) с помощью потенциометров *R17* и *R19* совмещают в цветоразностных сигналах уровни черного на интервалах гашения и при передаче защитных пакетов поднесущей. Затем потенциометром *R26* устанавливают необходимое соотношение размахов цветоразностных сигналов.

Существует метод, позволяющий по изображению одной осциллограммы контролировать и настраивать все основные параметры канала цветности СЕКАМ. Для этого используется так называемая векторограмма цветоразностных сигналов [2.80], [2.81]. На вертикальный и горизонтальный усилители осциллографа подают сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y} с выходов канала цветности. Изображение сигнала цветных полос на экране осциллографа принимает вид векторограммы, приведенной на рис. 2.91, *а*. Точки на векторограмме соответствуют плоским участкам цветоразностных сигналов, а соединяющие эти точки линии — цветовым переходам. Несимметрия векторограммы в горизонтальном или вертикальном направлении (рис. 2.91, *б*) свидетельствует о нелинейности соответствующего ЧД Расщепление точки в центре векторограммы означает неточную настройку нулевых частот. Погрешность в настройке КВП приводит к искривлению линий, соединяющих точки векторограммы (рис. 2.91, *в*). Наконец, перекрестные искажения по цветовым поднесущим превращают точки векторограммы в замкнутые кривые — циклограммы на вершинах шестиугольника. Поэтому по векторограмме можно не только определить дефекты настройки канала цветности, но и измерить ряд параметров канала. Например, если центральная точка векторограммы расщеплена в вертикальном направлении на значение ΔU_R, то расстройка частотного детектора *R—Y* составляет

$$\Delta f = 2\Delta U_R F_R / E'_{R-Y}, \qquad (2.67)$$

где E'_{R-Y} — размах сигнала на выходе канала цветности; F_R — девиация частоты поднесущей в сигнале U_R.

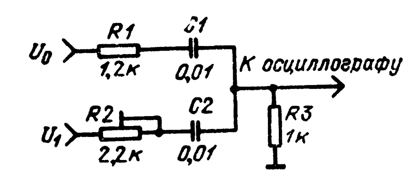


Рис. 2.92. Переходная цепь для измерения фазовой задержки в канале цветности

Практически для настройки канала цветности по векторограмме изготовляется трафарет, укрепляемый перед экраном осциллографа. На трафарет наносят зоны допусков на нелинейность, уходы нулевых частот, неточность настройки КВП. Вращая соответствующие органы подстройки канала цветности, добиваются совмещения векторограммы с зонами допусков на трафарете.

Рассмотрим теперь традиционные методы измерения параметров канала цветности. При измерениях используется полный цветовой видеосигнал СЕКАМ, модулированный сигналом цветных полос. В соответствии с рекомендацией МККР [2.82] сигналы цветных полос обозначаются четырьмя цифрами, первая и вторая из которых соответствуют уровням белого и черного в сигнале яркости, а третья и четвертая — максимальному размаху и уровню черного в сигнале цветности. Например, запись 75/0/25/0 означает сигнал цветных полос, в котором уровень белого соответствует размаху сигнала яркости 75 %, а амплитуды цветоразностных сигналов составляют 25 %. В дальнейшем для сокращения записи будем называть полный цветовой видеосигнал СЕКАМ с модуляцией сигналом цветных полос испытательным сигналом цветных полос, указывая его спецификацию.

Точность настройки КВП. На вход канала цветности подают испытательный сигнал цветных полос 75/0/75/0. К выходу КВП подключают измерительную головку осциллографа. Измеряют минимальный *A1* и максимальный *A2* размахи пакетов поднесущей в пределах одной строки. Остаточная амплитудная модуляция в сигнале вычисляется по формуле, %:

$$M = \frac{A2 - A1}{A2 + A1} 200.$$

Глубина ограничения сигнала цветности. Через широкополосный усилитель и регулируемый калиброванный аттенюатор на вход канала подают испытательный сигнал цветных полос 75/0/75/0. Устанавливают номинальную амплитуду входного сигнала и осциллографом на одном из выходов канала измеряют амплитуду выходного цветоразностного сигнала. С помощью аттенюатора изменяют в заданных пределах (например, +6; —20 дБ) амплитуду входного сигнала. Изменение амплитуды выходного сигнала не должно превышать значения, заданного в нормах (например, $\leqslant \pm 10$ %).

Время фазовой задержки в канале цветности. Через переходную цепь, показанную на рис. 2.92, осциллограф подключают к выходам прямого и задержанного каналов. На вход канала цветности подают от генератора синусоидальный сигнал с частотой 4,4336 МГц. Частота сигнала контролируется частотомером. Меняя в небольших пределах частоту входного сигнала и регулируя размах задержанного сигнала резистором *R2*, добиваются получения на выходе цепи нулевых биений и фиксируют при этом значение частоты сигнала f_0. Значение фазовой задержки, создаваемой УЛЗ вместе с цепями согласования, определяют по формуле

$$\tau = 283,5/f_0. \qquad (2.68)$$

Сквозная демодуляционная характеристика канала цветности. На вход канала подают синусоидальный сигнал от генератора через фильтр, АЧХ которого соответствует характеристике цепи ВЧ предыскажений в кодере (2.2). Частота сигнала контролируется частотомером. Амплитуда входного сигнала должна лежать в пределах, соответствующих нормальной работе ограничителя. Канал цветности открывают, блокируя действие БЦС. К одному из выходов канала подключают вольтметр. Меняя частоту входного сигнала от 3 до 6 МГц, измеряют для каждого значения частоты постоянное напряжение на выходе канала. Строят демодуляционную характеристику. Измерения повторяют для второго выхода канала.

Точность настройки нулевых частот детекторов. Включают аппаратуру, как для измерения сквозной характеристики, но без фильтра ВЧ предыскажений. Выключают сигнал на входе канала. Вольтметром измеряют постоянное напряжение на контролируемом выходе. Включают сигнал. Частоту его меняют до получения на выходе канала такого же постоянного напряжения, как при выключенном сигнале. Фиксируют значение частоты и определяют ее отклонение от номинала. Измерение повторяют для второго выхода канала.

Переходные характеристики канала цветности. На вход канала подают испытательные сигналы цветных полос 25/0/25/0 и 75/0/75/0. Для каждого типа сигнала и каждого выхода канала цветности осциллографом измеряют длительность фронта на переходе «зеленый — пурпурный» по уровням 10..90 %.

Разнояркость строк от эхо-сигналов в УЛЗ и неточной установки амплитуды задержанного сигнала. На вход канала подают измерительный сигнал цветных полос 75/0/75/0 номинальной амплитуды. Осциллограф подключают к одному из выходов канала и его развертку регулируют так, чтобы строчный интервал на экране занимал расстояние 3...5 мм. Получается изображение цветоразностного сигнала за несколько десятков строк. Разнояркость проявляется в виде зазубренности верхней и нижней границ сигнала. Измеряются значение этой зазубренности ΔU и размах сигнала E. Значение разнояркости определяется по формуле

$$\delta p = \frac{\Delta U}{E} 100, \ [\%].$$

Перекрестные искажения по поднесущим. Для обеспечения необходимой точности измерение рекомендуется проводить при выключенном блоке разверток.

На вход канала цветности подают измерительный сигнал цветных полос 75/0/75/0. На одном из выходов канала осциллографом измеряют размах цветоразностного сигнала E. В кодере СЕКАМ включают модуляцию сигналом «белое поле» и отключают поступающий на кодер от ГЦП сигнал E'_G. На экране осциллографа наблюдают сигнал пурпурного поля, который выглядит как постоянная составляющая с синусоидальной насадкой, обусловленной перекрестными искажениями. Развертку осциллографа регулируют так, чтобы получить изображение прямой и задержанной строк. Измеряют размах насадок ΔU раздельно в прямом и задержанном сигналах. Чтобы при измерении насадок уменьшить помехи от блока развертки и источника питания, осциллограф подключают к каналу цветности через полосовой фильтр с резонансной частотой 330 кГц. Подавление перекрестных искажений

$$\delta_n = 20\log \frac{E}{\Delta U}, \ [дБ].$$

Измерения повторяют для второго выхода канала.

Подавление цветовой поднесущей в цветоразностных сигналах. На вход канала подают измерительный сигнал цветных полос 75/0/75/0. В выходных цветоразностных сигналах с помощью осциллографа измеряют размах синусоидальной насадки ΔU, вызванной прохождением цветовой поднесущей, и номинальный размах сигнала. Подавление поднесущей:

$$\delta = 20\log \frac{E}{\Delta U}, \ [\text{дБ}].$$

Оценка работы БЦС. На вход канала через широкополосный усилитель и калиброванный аттенюатор подают испытательный сигнал цветных полос 75/0/75/0. Меняют размах входного сигнала в заданных пределах. Убеждаются в том, что канал цветности остается включенным. В кодере периодически выключают и включают цветовую поднесущую. Канал цветности должен соответственно выключаться и включаться без заметного запаздывания. Вводят в сигнал помеху в виде белого шума. Увеличивают уровень помехи до отношения сигнал-шум 10 дБ. Канал цветности не должен выключаться. Вместо сигнала СЕКАМ на вход канала подают синусоидальный сигнал с размахом, равным номинальному размаху цветовой поднесущей. Меняют частоту сигнала от 3 до 5 МГц. Канал цветности не должен включаться.

ГЛАВА 3. КАНАЛ ЦВЕТНОСТИ ПАЛ

3.1. Функциональные схемы канала цветности ПАЛ

В подавляющем большинстве серийно выпускаемых телевизоров ПАЛ применяется стандартный канал цветности с линией задержки, упрощенная функциональная схема которого приведена на рис. 1.14. Рассмотрим более полную функциональную схему такого канала, показанную на рис. 3.1.

Сигнал поступает в канал через полосовой фильтр ПФ1, выделяющий сигнал цветности и подавляющий низкочастотные составляющие сигнала яркости. Для лучшего разделения этих сигналов может использоваться гребенчатый фильтр (см. гл. 5). При прохождении сигнала ПАЛ по линиям связи из-за неравномерности их АЧХ амплитуда цветовой поднесущей может уменьшиться. Система АРУ, имеющаяся в радиоканале, не компенсирует такие искажения, так как она реагирует на амплитуду сигнала яркости. Поэтому в канал цветности вводят специальную *АРУ* цветности, которая управляется амплитудой вспышек. Для этого служит детектор *Д1.* Сигнал, прошедший *АРУ*, поступает в блок задержки *БЗ.* Разделенные этим блоком составляющие U_u и U_v подаются на входы двух синхронных детекторов *СД*, осуществляющих демодуляцию цветоразностных сигналов.

Сигналы опорной поднесущей, необходимые для работы *СД*, вырабатываются генератором опорной поднесущей *Г*, содержащим кварцевый автогенератор, управляемый напряжением (ГУН), фазовый детектор *ФД* и фильтр нижних частот *ФНЧ*. Все эти элементы образуют

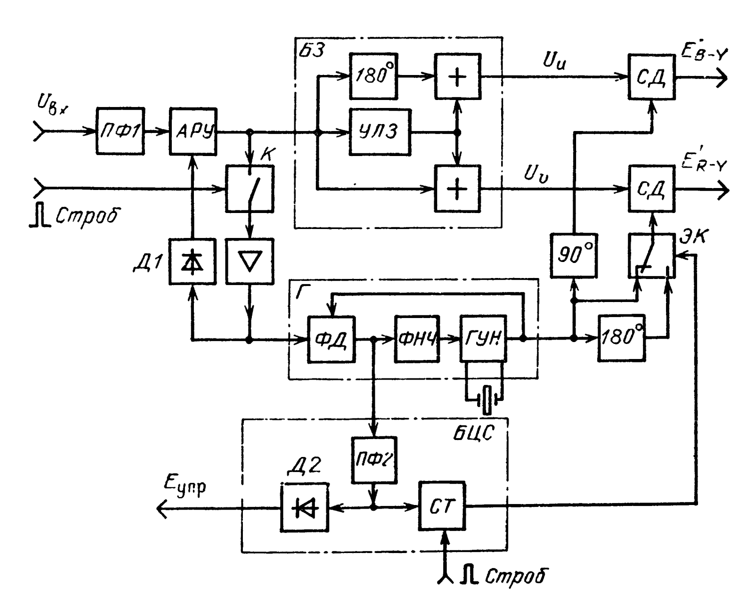


Рис. 3.1. Функциональная схема канала цветности ПАЛ с линией задержки

систему *ФАПЧ*. Синусоидальный сигнал от *ГУН* сравнивается в фазовом детекторе со вспышками цветовой поднесущей, подводимыми через ключевой каскад *К* с выхода полосового усилителя. Сигнал на выходе фазового детектора *ФД* равен нулю, если синусоидальные входные сигналы сдвинуты по фазе на 90°.

Фаза вспышек имеет чередующиеся по строкам значения ±135° относительно оси *B—Y*. Поэтому если фаза сигнала *ГУН* совпадает с осью *R—Y*, то на выходе *ФД* выделяется прямоугольная волна напряжения полустрочной частоты, постоянная составляющая которого равна нулю. Если фаза опорного сигнала отклоняется от оси *R—Y*, то сигнал на выходе детектора смещается относительно оси времени. Постоянная составляющая этого сигнала проходит через *ФНЧ* на реактивный элемент *ГУН* и подстраивает фазу опорного сигнала до совпадения с осью *R—Y*. Опорный сигнал от генератора через фазовращатель на угол 90° поступает на синхронный детектор *B—Y*, где обеспечивает демодуляцию сигнала U_u. На синхронный детектор *R—Y* опорный сигнал подается через электронный коммутатор *ЭК*, инвертирующий этот сигнал в каждой второй строке. Коммутатор управляется меандром полустрочной частоты, вырабатываемым триггером, входящим в состав БЦС. Если фаза триггера правильна, цветоразностный сигнал E'_{R-Y} на выходе синхронного детектора будет иметь такую же полярность, как и демодулированный сигнал E'_{B-Y}. При неправильной фазе триггера полярность сигнала E'_{R-Y} меняется. Чтобы поддерживать правильную фазу коммутации, служит *БЦС*, который вырабатывает также напряжение $E_{упр}$, необходимое для включения канала цветности.

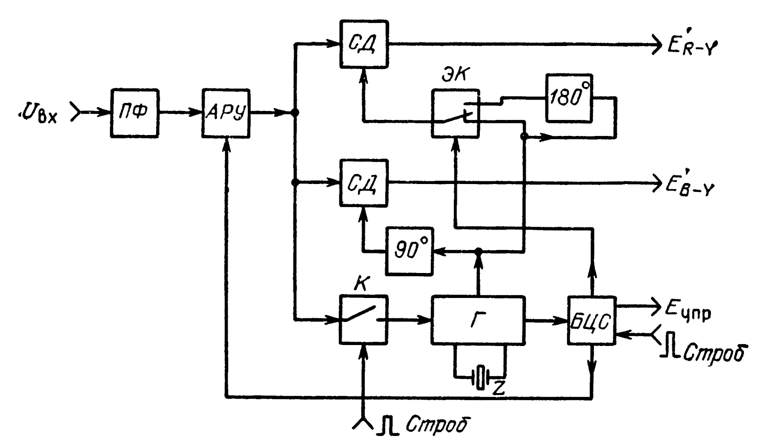


Рис. 3.2. Функциональная схема канала цветности ПАЛс

На вход БЦС поступает сигнал полустрочной частоты с выхода фазового детектора. Этот сигнал проходит полосовой фильтр *ПФ2* и корректирует фазу триггера *СТ*. Детектор *Д2* формирует из сигнала полустрочной частоты постоянное напряжение $E_{упр}$, которое присутствует только при приеме сигнала ПАЛ.

В некоторых модификациях канала цветности ПАЛ вместо коммутации фазы опорного сигнала коммутируют фазу сигнала цветности U_v. Результат от этого не меняется.

Кроме рассмотренной схемы канала цветности с линией задержки, который называется ПАЛд (от слова delay — «задержка»), существует значительное количество других функциональных схем канала цветности ПАЛ. Рассмотрим основные из них.

Простой ПАЛ-ПАЛс (от слова simple — «простой»). Так называется канал цветности ПАЛ без линии задержки, функциональная схема которого дана на рис. 3.2. Сигнал цветности с выхода системы АРУ, как и в телевизоре НТСЦ, подается непосредственно на синхронные детекторы. На вторые входы *СД* поступают опорные поднесущие, вырабатываемые таким же генератором, как в канале ПАЛд. Если в канале передачи нет дифференциально-фазовых искажений, на выходах *СД* выделяются неискаженные цветоразностные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y}.

При наличии дифференциально-фазовых искажений сигнал цветности поворачивается на угол γ относительно фазы вспышки, как это показано на рис. 3.3. Так как опорный сигнал по-прежнему имеет фазу, совпадающую с фазой неискаженной составляющей U_v, амплитуды цветоразностных сигналов на выходах синхронных детекторов изменятся. Например, в четных строках амплитуда сигнала E'_{R-Y} увеличится ($E'_{R-Y}=A\sin(\varphi+\gamma)$), а амплитуда E'_{B-Y} уменьшится ($E'_{B-Y}=A\cos(\varphi+\gamma)$). На нечетных строках, наоборот, E'_{B-Y} увеличится, а E'_{R-Y} уменьшится [$E'_{B-Y}=A\cos(\varphi-\gamma)$; $E'_{R-Y}=A\sin(\varphi-\gamma)$]. В результате на соседних строках в каждом поле происходят противоположные по знаку и одинаковые по значению изменения цветового тона. Например, яркие неокрашенные участки изображения приобретают

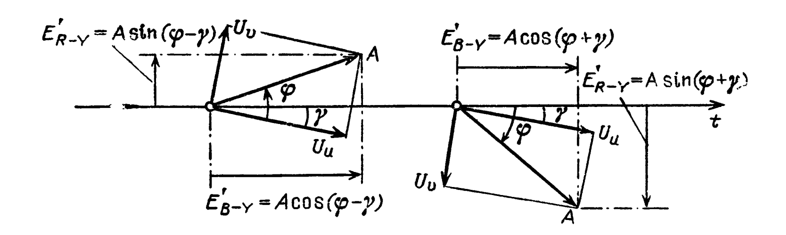


Рис. 3.3. Векторограммы сигналов в канале ПАЛс при наличии дифференциально фазовых искажений

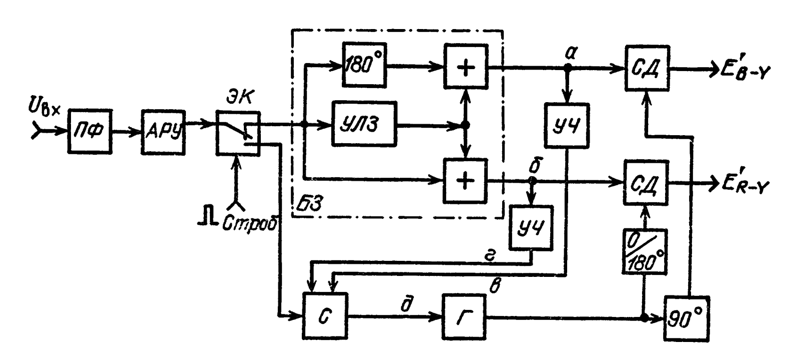


Рис. 3.4. Функциональная схема канала ПАЛн

на соседних строках пурпурную и зеленоватую окраску. При наблюдении с достаточно большого расстояния зрительный аппарат усредняет эти искажения, и цветовые погрешности компенсируются. Однако при наблюдении с меньшего расстояния различие в цветовом тоне соседних строк воспринимается как разнояркость (эффект жалюзи). Эти искажения усиливаются из-за нелинейности характеристик кинескопа и чересстрочной структуры растра. При совмещении двух полей знак ошибки в цветовом тоне меняется не через строку, а через две строки, т. е. эффект жалюзи становится более заметным. Из-за этих дефектов канал ПАЛс не нашел практического применения.

Новый ПАЛ (ПАЛн). Функциональная схема этого канала дана на рис. 3.4. Отличие его от канала ПАЛд состоит в способе формирования сигнала опорной поднесущей. На выходе блока задержки составляющие U_u и U_v сигнала цветности разделяются. Фазы этих составляющих оказываются постоянными и равными соответственно 0 и ±90°. При наличии дифференциально-фазовых искажений фазы составляющих U_u и U_v изменяются на угол γ, что приводит в канале ПАЛд, как это было показано в гл. 1, к уменьшению размахов демодулированных сигналов E'_{B-Y} и E'_{R-Y} в $\cos\gamma$ раз, т. е. к уменьшению цветовой насыщенности. Идея канала ПАЛн состоит в том, что на прямом ходу по строкам генератор опорной поднесущей непрерывно синхронизируется сигналом, полученным из составляющих U_u и U_v. Тем самым ликвидируется фазовый сдвиг γ между опорным сигналом

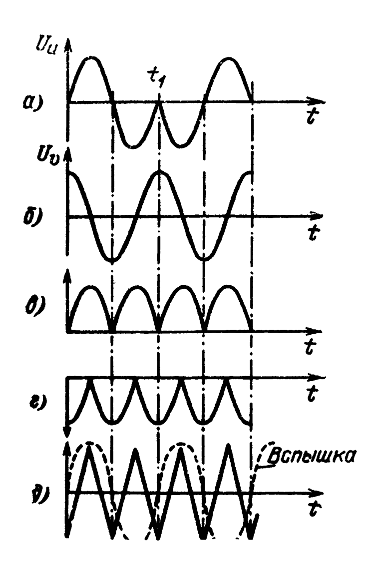


Рис. 3.5. Формирование опорного сигнала в канале ПАЛн

и сигналом цветности, вызванный дифференциально-фазовыми искажениями в канале передачи.

Коммутатор *ЭК*, включенный после системы *АРУ* цветности, отделяет вспышку от сигнала цветности. Вспышка поступает на сумматор *С*, а сигнал цветности — в блок задержки. На выходе блока задержки выделяются компоненты U_u и U_v, показанные на рис. 3.5, *а* и *б*. Фазовой модуляции в этих сигналах нет, но из-за применения балансной модуляции изменение полярности модулирующего сигнала приводит к инвертированию сигнала цветности (момент t_1 на рис. 3.5, *а*). Чтобы исключить влияние такого инвертирования, составляющие U_u и V_v пропускают через звенья удвоения частоты УЧ в виде двухполупериодных выпрямителей без фильтров. Полярность включения диодов в удвоителях частоты сигналов U_u и V_v выбрана различной. Поэтому на выходах удвоителей получаются разнополярные импульсные сигналы (рис. 3.5, *в* и *г*). В сумматоре *С* эти сигналы складываются, образуя пилообразный сигнал (рис. 3.5, *д*), который поступает на генератор *Г* опорной поднесущей, выполненный в виде резонансного каскада, работающего в режиме деления частоты на два. Чтобы исключить двузначность фазы этого сигнала, в интервале гашения по строкам на генератор поступает вспышка.

На прямом ходу по строкам резонансный каскад затягивается сигналом (рис. 3.5, *д*), сохраняя фазу вспышки (штриховая кривая на рис. 3.5, *д*). При этом сигнал на выходе резонансного каскада непрерывно отслеживает отклонения фазы, вызванные дифференциально-фазовыми искажениями. В результате опорный сигнал оказывается синфазным с компонентой U_v при всех изменениях амплитуды сигнала яркости. Как и в канале ПАЛд, опорный сигнал на синхронный детектор *B—Y* подается через фазовращатель на 90° и через инвертирующий коммутатор ПАЛ — на синхронный детектор *R—Y*.

Добротность резонансного каскада выбирают из условий компромисса между быстродействием слежения за фазой сигнала цветности и помехозащищенностью. Из-за сложности канал ПАЛн он находит применение только в профессиональной аппаратуре.

Канал цветности с коммутатором СЕКАМ [3.1]. Функциональная схема канала приведена на рис. 3.6. Сигнал с выхода системы АРУ поступает на входы электронного коммутатора *ЭК*, на один непосредственно (рис. 3.7, *а*), а на другой — через линию задержки на время строки (рис. 3.7, *б*). Коммутатор переключается сигналом полустрочной частоты, вырабатываемым блоком цветовой синхронизации БЦС. На выходах *ЭК* получаются две последовательности сигналов, в одной из которых составляющая U_v во всех строках положительна (рис. 3.7, *в*), а во второй (рис. 3.7, *г*) — отрицательна. Эти последовательности складываются и вычитаются. На выходе сумматора выделяется составляю-

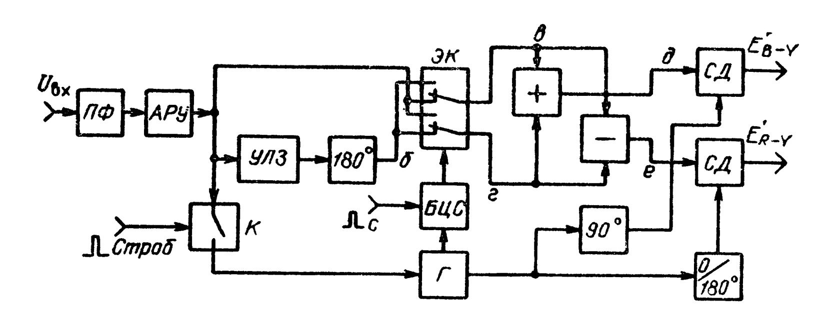


Рис. 3.6. Канал цветности ПАЛ с коммутатором СЕКАМ

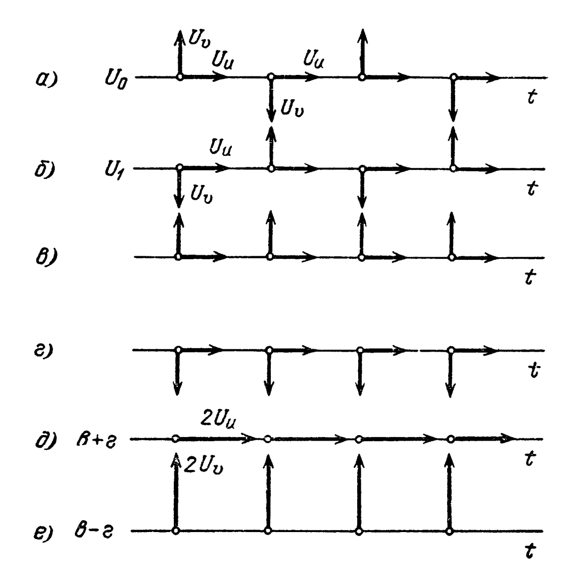


Рис. 3.7. Эпюры сигналов в схеме на рис. 3.6

щая U_u (рис. 3.7, *д*), а на выходе вычитателя — составляющая U_v с постоянной фазой (рис. 3.7, *е*). Поэтому в таком канале не требуется инвертировать фазу опорной поднесущей, подаваемой на синхронный детектор *R—Y*. Рассмотренный канал цветности удобен при создании двухстандартного канала ПАЛ/СЕКАМ.

Канал цветности ПАЛ с преобразованием квадратурной модуляции в фазовую. Предложен специалистами Венгрии [3.2]. Функциональная схема канала приведена на рис. 3.8, *а*. После полосового фильтра *ПФ* сигнал цветности поступает на два сумматора, на *C1* — непосредственно, а на *C2* — через управляемый инвертор, состоящий из фазовращателя на угол 180° и коммутатора *ЭК*, переключаемого напряжением полустрочной частоты от триггера. На выходе *ЭК* фаза составляющей U_v становится постоянной. В сумматорах сигнал цветности

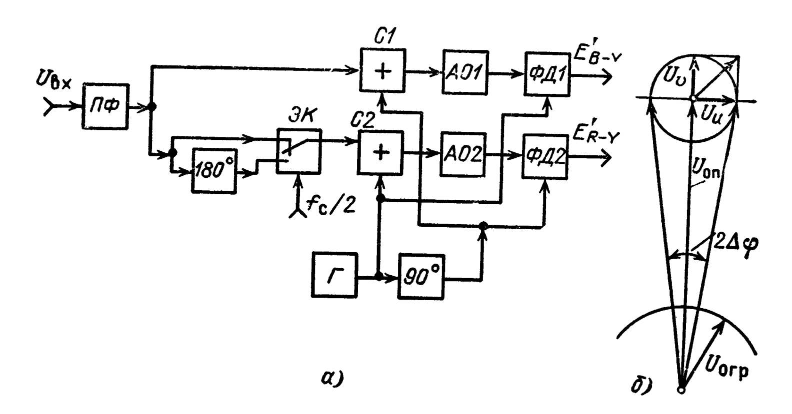


Рис. 3.8. Канал цветности ПАЛ с преобразованием квадратурной модуляции в фазовую:

а — функциональная схема; *б* — векторограмма сигналов

складывается с опорными синусоидальными сигналами, вырабатываемыми генератором *Г*. Амплитуда этих сигналов много больше амплитуды сигнала цветности. На сумматор *С1* в канале *B—Y* опорный сигнал $U_{оп}$ подан, как это показано на рис. 3.8, *б*, с фазой *R—Y*, а на сумматор *С2* в канале *R—Y* — с фазой *B—Y*. Результирующий сигнал становится модулированным по амплитуде и по фазе. Амплитудная модуляция подавляется ограничителями. На выходе ограничителя *АО1* выделяется сигнал, модулированный по фазе составляющей U_u, а на выходе *АО2* — сигнал, модулированный по фазе составляющей U_v. Эти сигналы демодулируются в фазовых детекторах *ФД1* и *ФД2*.

Канал цветности на ПЗС. Используя приборы с зарядовой связью, можно выполнить не только блок задержки, но и большинство других узлов канала цветности ПАЛ [3.3]. Функциональная схема канала цветности на ПЗС приведена на рис. 3.9. Для упрощения устройств задержки они включаются после демодуляторов (синхронных детекторов) *СД*.

Синхронные детекторы — это звенья ПЗС, в которых сигнал цветности ПАЛ дискретизируется с помощью тактовых импульсов, фаза которых жестко связана с фазой опорной поднесущей. Опорная поднесущая от генератора, управляемого вспышками ПАЛ, поступает на два входа канала цветности. На первом входе поднесущая $U_0 \sin \omega t$ имеет фазу сигнала U_u, а на втором — фазу сигнала U_v, которая инвертируется в каждой второй строке ($\pm U_0 \cos \omega t$). Так как ширина спектра цветоразностных сигналов составляет примерно 1 МГц, частота дискретизации должна быть около 2 МГц. Поэтому после формирования из опорной поднесущей тактовых импульсов в каскадах ФИ частоту импульсов делят на два.

На рис. 3.10 показано положение во времени опорных импульсов, поступающих на детекторы *B—Y* (*б*) и *R—Y* (*в*), по отношению к цветовой поднесущей (*а*). Один тактовый импульс приходится на два периода поднесущей. После демодуляции дискретизированные аналоговые сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y} задерживаются на строку двумя регистрами ПЗС (ЛЗ). Задержанные сигналы складываются с незадержанными в

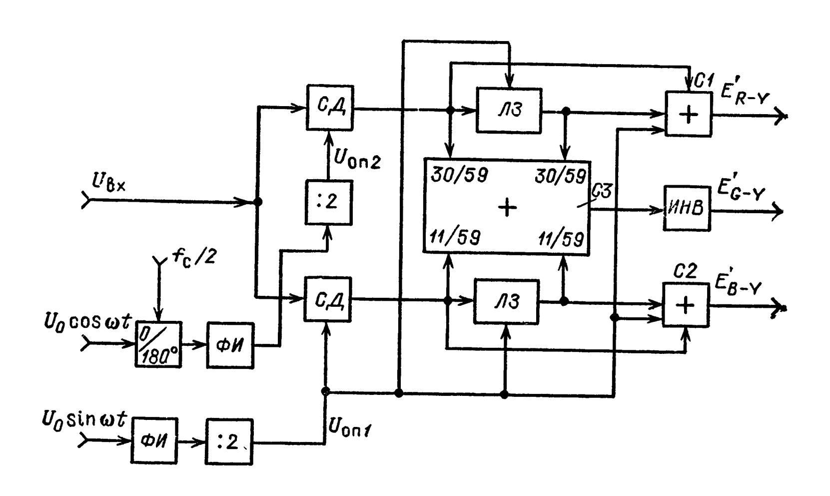


Рис. 3.9. Функциональная схема канала цветности ПАЛ на ПЗС

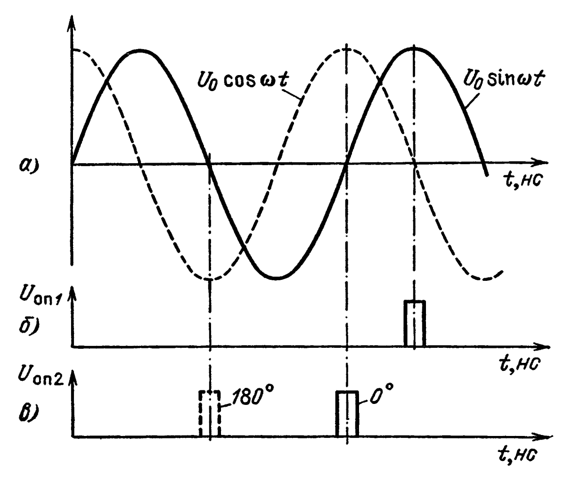


Рис. 3.10. К работе синхронных детекторов на ПЗС:
а — сигнал цветовой поднесущей; *б* — положение дискретизирующего импульса для выделения составляющей $\sin \omega t$ (E'_{B-Y}); *в* — положение дискретизирующего импульса для выделения составляющих $\pm\cos \omega t$ (E'_{B-Y})

сумматорах *C1* и *C2*, что обеспечивает компенсацию дифференциально-фазовых искажений. В состав канала цветности входит матрица сигнала E'_{G-Y}. Оба сумматора и матрица — это тоже приборы с зарядовой связью. На рис. 3.11 показано, как с помощью двух входных электро-

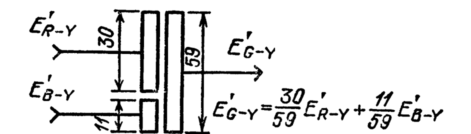


Рис. 3.11. Матрица сигнала E'_{R-Y} в виде сумматора на ПЗС

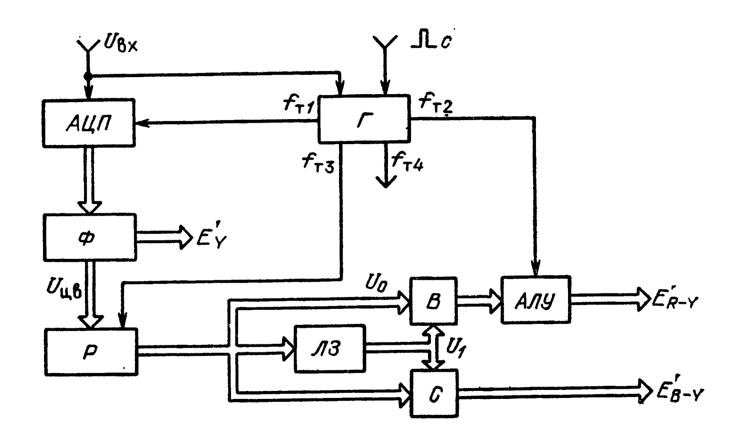


Рис. 3.12. Функциональная схема цифрового канала цветности ПАЛ

дов ПЗС разной ширины и одного выходного сложить сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y} в таком соотношении, что получается сигнал E'_{G-Y}.

Чтобы обеспечить одинаковую задержку всех трех цветоразностных сигналов, матрицирование сигнала E'_{G-Y} производят до сумматоров *С1* и *С2* (рис. 3.9) с помощью сумматора *С3*, имеющего четыре входа. Суммирование ведется в соответствии с уравнением

$$-E'_{G-Y}=\frac{30}{59}\,\frac{1}{2}\left(E'_{R-Y}\right)_{n+1}+\frac{30}{59}\,\frac{1}{2}\left(E'_{R-Y}\right)_{n}+$$
$$+\frac{11}{59}\,\frac{1}{2}\left(E'_{B-Y}\right)_{n+1}+\frac{11}{59}\,\frac{1}{2}\left(E'_{B-Y}\right)_{n}. \qquad (3.1)$$

Здесь индекс n означает задержанный сигнал, а $(n+1)$ — сигнал на входе регистра задержки.

Каналы цветности ПАЛ с цифровой обработкой сигналов. Описания различных типов демодуляторов цифрового сигнала ПАЛ содержатся в ряде публикаций. Рассмотрим схему демодулятора фирмы ИТТ [3.4].

Полный видеосигнал проходит *АЦП* и цифровой фильтр, разделяющий сигнал на яркостную E'_Y и цветовую $U_{цв}$ составляющие (рис. 3.12). Аналоговый сигнал цветности на входе *АЦП* можно представить как сумму квадратурных составляющих U_u и U_v (рис. 3.13, *а*, *б*). Ге-

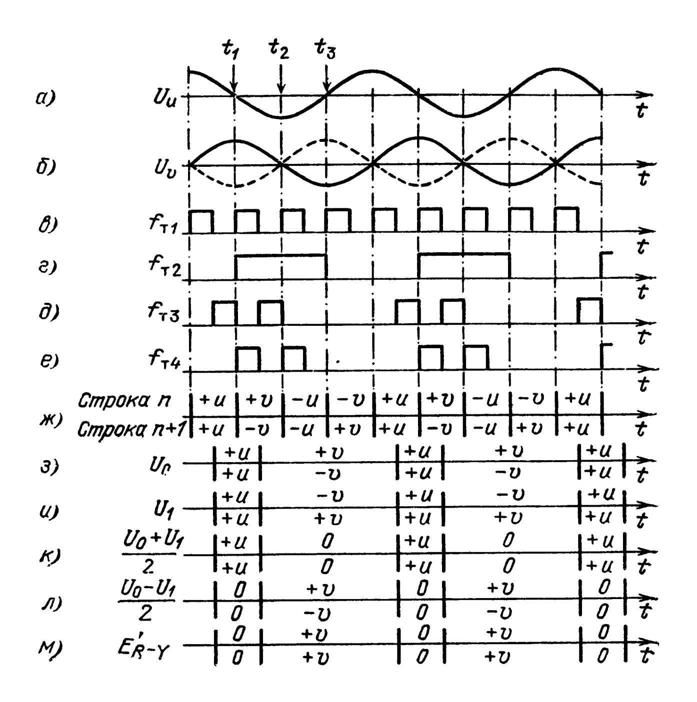


Рис. 3.13. Эпюры сигналов в схеме на рис. 3.12

нератор опорного сигнала *Г* вырабатывает тактовые импульсы (рис. 3.13, *в*), имеющие частоту в 4 раза выше, чем частота цветовой поднесущей, и синхронизированные по фазе с помощью *ФАПЧ* сигналами вспышек. Дискретизация аналогового сигнала в *АЦП* происходит в начале тактовых импульсов (моменты t_1, t_2, t_3 на рис. 3.13, *а*). Полученное значение цифрового сигнала на выходе *АЦП* поддерживается до начала следующего тактового импульса. В результате того, что поднесущая синфазна с тактовыми импульсами, а составляющие U_u и U_v квадратурны, получается разделение во времени цифровых компонент U_u и U_v. Так, в момент t_1 составляющая U_u проходит через нуль и на выходе *АЦП* формируется цифровая составляющая сигнала U_v (рис. 3.13, *ж*). В момент t_2 аналоговая компонента U_v всегда равна нулю, поэтому на интервале t_2—t_3 выделяется только цифровая составляющая U_u. Так как фаза аналогового сигнала U_v меняется от строки к строке на 180°, меняется и знак цифровой компоненты U_v. На рис. 3.13, *ж* в виде дробей показаны значения цифровых сигналов цветности для двух смежных строк: *n* и *n*+1.

В генераторе кроме основного тактового сигнала $f_{т1}$ путем логических преобразований формируются еще три типа тактовых сигналов ($f_{т2}$, $f_{т3}$ и $f_{т4}$), форма которых показана на рис. 3.13, *г*—*е*. Тактовый сигнал $f_{т3}$ подан на счетный вход регистра-защелки *Р* (рис. 3.12), на сигнальный вход которого подан цифровой сигнал цветности (рис. 3.13, *ж*). Сигнал записывается в регистр в момент прохождения фронта

тактового импульса и поддерживается на выходе до прихода следующего тактового импульса. Получается последовательность цифровых сигналов, приведенная на рис. 3.13, з. Эта последовательность U_0 подается на вход линии задержки на строку *ЛЗ*, выполненной в виде сдвигового регистра. На выходе *ЛЗ* формируется последовательность U_1 (рис. 3.13, *и*). Сложением в сумматоре *С* и вычитанием в блоке *В* цифровых сигналов U_0 и U_1 обеспечивается, как и в аналоговом канале цветности ПАЛ, разделение составляющих U_u и U_v на два сигнала, как это показано на рис. 3.13, *к* и *л*. В пределах каждого периода поднесущей присутствуют как компонента U_u, так и U_v, хотя каждая из них занимает лишь часть периода. Составляющая U_v меняет знак каждую вторую строку. Чтобы устранить инвертирование сигнала U_v, используется арифметико-логическое устройство *АЛУ*, управляемое от *Г* тактовыми импульсами $f_{т2}$ (рис. 3.13, *г*). На выходе *АЛУ* выделяется цифровой сигнал E_{R-Y} с постоянным знаком (рис. 3.13, *м*).

Таким образом, цифровой сигнал цветности ПАЛ может демодулироваться относительно простыми средствами, что обусловлено постоянством частоты цветовой поднесущей и синфазностью вспышек с тактовым сигналом. По существу, в рассмотренном устройстве функции демодулятора ПАЛ выполняет *АЦП*, на выходе которого выделяются чередующиеся с тактовой частотой цифровые сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y}.

В 1981 г. фирма ИТТ разработала комплект БИС «Диджит 2000», обеспечивающий в телевизоре ПАЛ цифровую обработку видеосигнала, сигнала звукового сопровождения, синхронизацию разверток и формирование кадрового отклоняющего сигнала [2.12]. Функции декодера ПАЛ выполняют три БИС, упрощенные структурные схемы которых приведены на рис. 3.14.

Полный аналоговый сигнал с выхода видеодетектора поступает на АЦП, входящий в состав СБИТ VCU2133. Сигнал тактовой частоты $f_т$, равной учетверенному значению частоты цветовой поднесущей (17,73 МГц), вырабатывается отдельной микросхемой MCU2632, содержащей систему ФАПЧ с кварцевым автогенератором. На выходе *АЦП* выделяется семиразрядный цифровой сигнал. Обычно для представления видеосигнала в цифровой форме требуется восемь разрядов. Чтобы упростить микросхему, *АЦП* сделали семиразрядным, а опорное напряжение на его входе на каждой второй строке меняют на половину шага дискретизации. При просмотре передачи чередующиеся значения яркости интегрируются зрительным аппаратом, создавая впечатление восьмиразрядного разрешения. Цифровой сигнал по шине подается в микросхему VPU2203, где код Грея в преобразователе кодов *ПРК* переводится в двоичный.

Затем разделяются сигналы яркости и цветности. Для этого применены полосовой *ПФ* и режекторный *РФ* цифровые фильтры нерекурсивного типа. В состав *РФ* входят дополнительные регулируемые звенья (апертурный корректор), меняющие уровень сигнала на частоте 3 МГц в пределах +10...—3 дБ, что позволяет телезрителю регулировать четкость изображения. Полосовой фильтр *ПФ* сигнала цветности имеет АЧХ синусоидальной формы, частота максимума которой может регулироваться в некоторых пределах по цифровой шине. Такая регулировка позволяет компенсировать искажения АЧХ радиоканала. Так как максимальная амплитуда поднесущей составляет 0,68 размаха полного видеосигнала, число разрядов в канале цветности сокращено до шести. Сигнал яркости после цифрового режекторного фильтра и апертурного корректора проходит регулятор контрастности *РК*, представляющий собой цифровой перемножитель. Коэффициент, на который

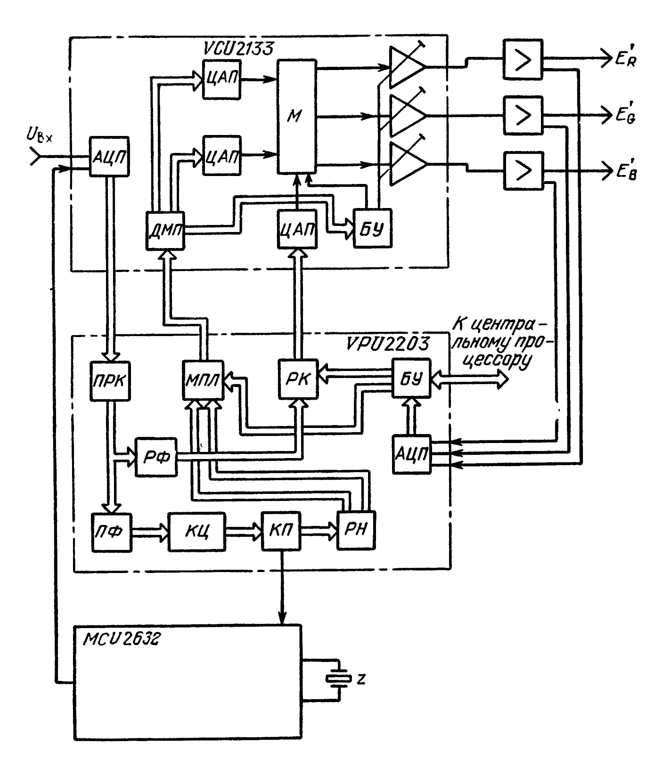


Рис. 3.14. Функциональная схема цифрового детектора ПАЛ фирмы ИТТ

умножаются текущие отсчеты цифрового сигнала яркости, устанавливается потенциометром оперативной регулировки контрастности через центральный процессор и блок управления *БУ* микросхемы. С выхода перемножителя сигнал яркости возвращается в микросхему VCU2133, где преобразуется в аналоговую форму и поступает на аналоговую матрицу *RGB* (*М*).

Цифровой сигнал цветности с выхода *ПФ* подается в канал цветности *КЦ* ПАЛ. Канал цветности, как и в аналоговом телевизоре, содержит цепь *АРУ*, устройство усреднения сигнала для компенсации фазовых искажений и синхронные демодуляторы. Основу *АРУ* составляет перемножитель, управляемый амплитудой вспышки. Для усреднения сигнала используется цифровое устройство задержки сигнала на строку. Период поднесущей ПАЛ составляет $T=10^{-6}/4{,}4336=0{,}2255$ мкс. На интервале строки умещается $64/0{,}2255 = 283{,}75$ периода поднесущей, или $283{,}75 \cdot 4=1135$ периодов тактовой частоты. Такое число ячеек должен иметь каждый разряд устройства задержки. Так как ширина спектра сигнала цветности примерно вчетверо меньше, чем ширина спектра сигнала яркости, число отсчетов на строку в сигнале цветности может быть сокращено до 284, что существенно упрощает устройство задержки. Демодуляция сигнала, по-видимому, осуществляется в соответствии с рассмотренным патентом [3.3]. В микросхеме тактового ге-

нератора MCU2632 формируется сигнал с частотой, равной учетверенной частоте цветовой поднесущей. Затем эта частота делится на четыре и полученный сигнал в фазовом компараторе *КП*, входящем в микросхему VPU2203, сравнивается с частотой и фазой вспышки.

Цветоразностные цифровые сигналы в микросхеме VPU2203 проходят регулятор насыщенности *РН*, выполненный, как и *РК*, в виде перемножителя, и поступают на мультиплексор *МПЛ*. Применение *МПЛ* стало возможным в результате сокращения вчетверо числа отсчетов цветоразностных сигналов. Поэтому, используя тактовую частоту 17 МГц, можно по четырем проводам (три для текущей информации и один для сигнала синхронизации) передать поочередно два шестиразрядных сигнала. На интервале гашения по полю на *МПЛ* поступает информация от датчиков токов лучей кинескопа (для автоматического баланса белого) и данные о требуемой яркости изображения с процессора управления. Для перевода этой информации в цифровую форму служит дополнительный *АЦП*. Цифровые цветоразностные сигналы с выхода *МПЛ* вместе с дополнительной информацией по четырехразрядной шине подаются на микросхему VCU2133, где они проходят демультиплексор *ДМП*. Цветоразностные сигналы с помощью двух *ЦАП* преобразуются в аналоговую форму и поступают на матрицу *М*. Сигналы от датчиков токов лучей управляют устройством автоматического баланса темновых токов лучей кинескопа. Сигналы от центрального процессора обеспечивают оперативные регулировки и настройку баланса белого.

Испытания образцов цифровых телевизоров фирмы ИТТ показали, что по качеству изображения они не имеют заметных преимуществ по сравнению с обычными аналоговыми телевизорами ПАЛ. Для улучшения качества изображения по системе ПАЛ недостаточно формально заменить аналоговые цепи на цифровые. Необходима дополнительная обработка сигнала, например преобразование чересстрочной развертки в прогрессивную, подавление шумов и т. д., что возможно только при использовании в телевизоре памяти на поле.

В 1968 г. фирма «Филипс» разработала комплекс цифровых телевизионных микросхем серии 9000, который рассчитан на работу совместно с памятью на поле [2.15].

Функциональная схема цифрового декодера «Филипс» приведена на рис. 3.15. Аналого-цифровой преобразователь *АЦП* типа PNA7508 работает с тактовой частотой 20,25 МГц. Повышение тактовой частоты позволило увеличить число эффективных разрядов на участке спектра, где передается сигнал цветности. На выходе *АЦП* включен преобразователь (компрессор) частоты дискретизации *ПЧД* на микросхеме SAA9058. Это нерекурсивный фильтр с переключаемыми коэффициентами, который путем интерполяции понижает тактовую частоту с 20,25 МГц до стандартного значения 13,5 МГц (в отношении 2/3). При таком преобразовании удается сохранить разрядность высокочастотных составляющих видеосигнала. С выхода *ПЧД* цифровой семиразрядный сигнал поступает на процессор СЕКАМ типа SAA9055. Этот процессор имеет два выхода. С первого выхода в режиме СЕКАМ снимаются демодулированные цветоразностные сигналы. Второй выход соединен внутри SAA9055 с ее входом через выравнивающую линию задержки. Оба выхода подключены к процессору ПАЛ/НТСЦ SAA9050, первый — к мультиплексору, а второй — к разделительным фильтрам яркость/цветность.

Принципиальной особенностью процессора SAA9050 является демодуляция сигнала ПАЛ и НТСЦ с использованием стандартной тактовой частоты 13,5 МГц, не кратной частоте цветовых поднесущих.

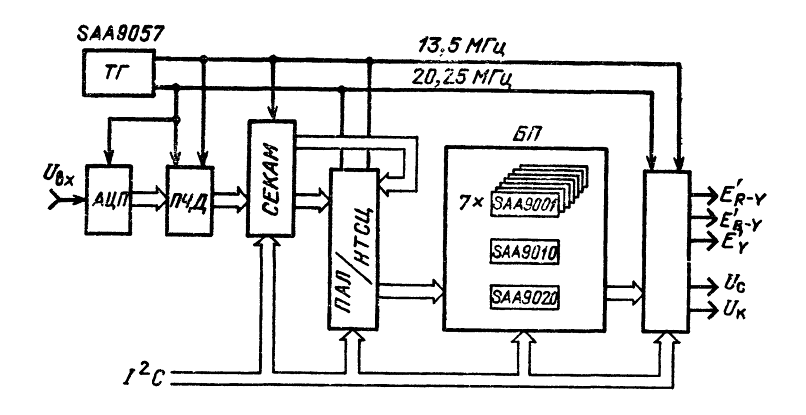


Рис. 3.15. Функциональная схема цифрового детектора «Филипс»

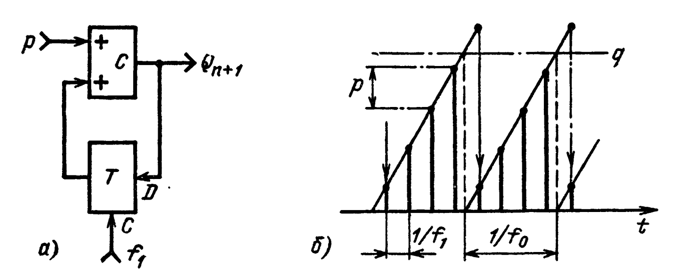


Рис. 3.16. Дискретный генератор отсчетов:
а — функциональная схема; *б* — выходной сигнал

Чтобы осуществить демодуляцию, в процессоре SAA9050 формируются синусоидальные цифровые опорные сигналы (4,43 МГц — для ПАЛ и 3,58 МГц — для НТСЦ), отсчеты которых следуют с интервалами времени $T=1/13{,}5$ МГц$=74$ нс, т. е. имеют ту же тактовую частоту, что и сигнал цветности.

Для этого используется так называемый дискретный генератор отсчетов (*ДГО*). Он состоит из сумматора *С* и *D*-триггера *Т* (рис. 3.16, *а*). Сумматор имеет разрядность q. На его первый вход подано постоянное двоичное слово p, на счетный вход триггера — тактовый сигнал f_1. Каждый последующий тактовый импульс увеличивает сигнал Q на выходе сумматора на значение p:

$$Q_{n+1} = Q_n + p.$$

В результате сигнал на выходе сумматора увеличивается по линейному закону (рис. 3.16, *б*). Когда этот сигнал превысит разрядность сумматора q, начинается новый цикл. Выходной сигнал сумматора имеет форму пилы, частота которой f_0 составляет:

$$f_0 = f_1\, p/q.$$

Чтобы при тактовой частоте f_1 получить пилообразный сигнал с частотой f_0, равной частоте требуемого опорного сигнала (например, 4,43 МГц), на первый вход сумматора должно быть подано двоичное слово $p=Qf_0/f_1$, где Q — максимальная разрядность сумматора. Пилообразный сигнал с выхода сумматора подается на *ПЗУ*, запрограммированный так, что на его выходах выделяются синусоидальная и косинусоидальная составляющие опорного цифрового сигнала, отсчеты в которых следуют с интервалами времени 1/13,5 МГц=74 нс. Опорные сигналы поступают на синхронные детекторы (*СД*) в виде цифровых перемножителей. На вторые входы *СД* подают цифровой сигнал цветности, предварительно выделенный из полного видеосигнала дискретным полосовым фильтром. Демодулированные цифровые сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y} в режиме ПАЛ проходят на регистры задержки на время строки и далее на сумматоры, где компенсируются дифференциально-фазовые искажения наподобие того, как это происходит в декодере на *ПЗС* (рис. 3.9).

В режиме НТСЦ регистры задержки отключаются. Демодулированные цветоразностные сигналы и сигнал яркости выводятся из микросхемы после мультиплексирования с частотой 20,25 МГц. Формат мультиплексированного сигнала имеет вид: U_1, V_1, Y_1, Y_2, U_2, V_2, Y_3... и т. д. Этот сигнал поступает на блок памяти *БП*, который содержит собственно микросхемы памяти (семь корпусов SAA9001, каждый из которых задерживает один из семи разрядов мультиплексированного сигнала на 317 520 тактов, что составляет 312,5 строк по 1016 отсчетов), контроллер SAA9020 и устройство повышения качества изображения SAA9010. Микросхема SAA9010 может работать в разных режимах (подавление шумов, уменьшение искажений яркость-цветность, стоп-кадр). Особенности использования устройств памяти на поле рассмотрены в гл. 9. Обработанный в блоке памяти сигнал проходит в видеопроцессор *ВП*, в котором находятся также цепи задающих каскадов развертки. Сигнал демультиплексируется. Получается яркостный сигнал с тактовой частотой 13,5 МГц и цветоразностные — с тактовой частотой 3,375 МГц. После цифро-аналоговых преобразователей сигналы проходят в матрицу *RGB*. Все микросхемы управляются от цифровой шины I^2C (см. гл. 5).

3.2. Основные узлы канала цветности ПАЛ

3.2.1. Генератор опорной поднесущей

Генератор опорной поднесущей выполняется в виде системы ФАПЧ, в которой ГУН содержит кварцевый резонатор. В ранних типах приемников ПАЛ частота ГУН равнялась частоте цветовой поднесущей (4433,619 кГц). В большинстве современных БИС декодера ПАЛ ГУН работает на удвоенной частоте цветовой поднесущей (8867,238 кГц). Такое решение позволяет простыми средствами без использования фазовращателя на дискретных элементах получать квадратурный опорный сигнал для синхронного детектора *B—Y*.

Как и частотный детектор ФАПЧ, рассмотренный в гл. 2, ФАПЧ генератора поднесущей состоит из ФД, ФНЧ и ГУН. В отличие от ЧД выходным сигналом здесь является синусоидальный сигнал ГУН. Кроме того, сигнал на ФД поступает только в периоды прохождения вспышек, и частота этого сигнала постоянна. При замыкании петли автоподстройки частота ГУН поддерживается равной частоте поднесущей

ПАЛ, а фаза сигнала ГУН совпадает с осью $R—Y$. В *ФД* сравнивается фаза генерируемого сигнала с фазой вспышки ПАЛ. Сигнал ошибки становится равным нулю, когда опорный сигнал оказывается в квадратуре со средней за две строки фазой вспышки, т. е. с отрицательным направлением оси $B—Y$.

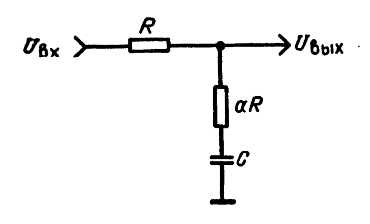


Рис. 3.17. Схема фильтра нижних частот ФАПЧ

Теория ФАПЧ как генератора опорной поднесущей была разработана при создании системы НТСЦ (см., например, [3.5]). Генератор поднесущей в виде ФАПЧ можно рассматривать как узкополосный фильтр, настроенный на частоту поднесущей. Фильтр выделяет полезный сигнал и подавляет флуктуационные помехи. Подавление помех сказывается тем эффективнее, чем меньше так называемая эквивалентная шумовая полоса $\Delta f_ш$ фильтра. Она определяется следующим образом. Вычисляют кривую, ординаты которой равны квадратам ординат АЧХ фильтра. Затем строят прямоугольник, имеющий одинаковые с найденной кривой высоту и площадь.

Ширина прямоугольника и будет определять $\Delta f_ш$. Хотя вспышки ПАЛ имеют постоянную частоту, равную частоте цветовой поднесущей, их дискретный характер (длительность вспышки составляет менее 1/10 длительности строки) расширяет спектр теоретически до бесконечности. В действительности спектр вспышек ограничен полосой сигнала цветности. Кроме основной составляющей с частотой поднесущей спектр вспышки содержит спектральные линии, отстоящие от основной и друг от друга на $f_c=15{,}625$ кГц и $f_c/2=7{,}812$ кГц. Чтобы не создать недопустимых фазовых искажений, каскад, выделяющий вспышки из сигнала цветности, и ФД должны иметь полосу пропускания, обеспечивающую прохождение не менее чем 20 спектральных линий по обе стороны от частоты 4,43 МГц, т. е. $40\cdot 15=600$ кГц. Чувствительность ФД обозначается μ и имеет размерность вольты, деленные на радианы [В/рад].

Генератор, управляемый напряжением, характеризуется коэффициентом перестройки β, имеющим размерность герцы, деленные на вольты [Гц/В]. Фильтр нижних частот выполняется по схеме на рис. 3.17. Его АЧХ определяется зависимостью

$$A(\omega)=\frac{aR+\dfrac{1}{j\omega C}}{R(1+a)+\dfrac{1}{j\omega C}}=\frac{1+j\omega aT}{1+j\omega(1+a)T}, \qquad (3.2)$$

где $T=RC$.

При стремлении $\omega\to\infty$

$$A(\omega)\to a/(1+a)=m. \qquad (3.3)$$

В момент включения ФАПЧ частота ГУН $f_г$ в общем случае не равна частоте сигнала f_c. На выходе *ФД* появляется сигнал биений с частотой $\Delta f=f_г-f_c$. Постоянная составляющая биений вызовет, как это было показано в § 2.2.5, перестройку ГУН, уменьшающую частоту биений. После захвата ГУН частотой вспышки происходит синхронизация по фазе. Рассмотрим установившийся режим ФАПЧ, считая для простоты рассуждений, что фаза вспышки постоянна и совпадает с отрицательным направлением оси $B—Y$. Так как начальная частота ГУН

отличается от частоты вспышки на Δf, для обеспечения синхронизации на вход ГУН необходимо подать от ФД управляющее напряжение $u=\Delta f/\beta$. Это напряжение вырабатывается *ФД*: $u=\mu \sin \Delta\varphi$. Отсюда

$$\mu \sin \Delta\varphi = \Delta f/\beta, \text{ или } \Delta\varphi = \Delta\varphi_0 = \arcsin \frac{\Delta f}{\mu\beta}, \qquad (3.4)$$

где $\Delta\varphi_0$ — статическая ошибка. Когда начальная частота ГУН совпадает с частотой вспышки, $\Delta\varphi_0=0$. При малых Δf

$$\Delta\varphi_0 \approx \Delta f/(\mu\beta). \qquad (3.5)$$

Величина $A_n=\mu\beta$ характеризует усиление в петле ФАПЧ. Если после захвата ГУН вспышкой и синхронизации по фазе начать плавно менять частоту вспышки, то $\Delta\varphi$ будет расти до тех пор, пока Δf не станет равным An. Это соответствует статической ошибке $\Delta\varphi_0=\pm\pi/2$ и максимальному напряжению на выходе фазового детектора

$$U_{фд} = \mu \sin \Delta\varphi_0.$$

При больших расстройках $U_{фд}$ начнет уменьшаться и произойдет срыв синхронизма ГУН.

Значение

$$\Delta f = \Delta f_y = \pm \mu\beta. \qquad (3.6)$$

определяет полосу удержания ФАПЧ.

Статическую фазовую ошибку стремятся сделать возможно меньшей. Как было показано в § 1.3, предельное значение $\Delta\varphi_0$ для системы ПАЛ составляет $\pm 26°$.

В режиме синхронизма управляющий сигнал $U_{фд}$ на выходе фазового детектора — это постоянное напряжение. Поэтому в таком режиме ФНЧ не оказывает влияния на работу ФАПЧ.

Параметры ФНЧ влияют на динамические свойства системы, в частности на шумовую полосу:

$$\Delta f_ш \approx (1 + 2\pi a^2 T A_n)/(2aT). \qquad (3.7)$$

Входящий в ФНЧ резистор aR позволяет независимо выбирать $\Delta\varphi_0$ и $\Delta f_ш$ Задавшись максимально допустимой начальной расстройкой Δf ГУН и статической ошибкой $\Delta\varphi_0$, определяют усиление An в петле ФАПЧ. Затем, исходя из требуемой шумовой полосы, находят константу a. Чтобы процесс вхождения ФАПЧ в синхронизм был апериодическим, коэффициент демпфирования

$$Д = a^2 T \pi^2 A_п^2 \qquad (3.8)$$

должен быть больше единицы. Отсюда

$$T \geqslant Д/\left(a^2 \pi^2 A_n^2\right). \qquad (3.9)$$

Решая совместно (3.7) и (3.9), получаем

$$a = 2Д\Delta f_ш/[A_n(2Д + \pi A_n)]. \qquad (3.10)$$

Полоса захвата ФАПЧ

$$\Delta f_з \leqslant A_n \sqrt{2m - m^2}. \qquad (3.11)$$

При $a \ll 1$ $\Delta f_з \approx A_n\sqrt{2a}$.

Увеличивая коэффициент передачи $A_п$, можно расширять полосу захвата, одновременно увеличивая допуск на начальную расстройку

ГУН. Пределом является $\Delta f_з = f_c/2$, так как возникает возможность захвата ГУН не основной спектральной линией вспышки, а ближайшей боковой составляющей. Более серьезным ограничением является время вхождения в синхронизм.

$$T_c = 8\Delta f^2/\Delta f_ш^3, \qquad (3.12)$$

где Δf — начальная расстройка ГУН. Если $\Delta f = 3$ кГц, а $\Delta f_ш = 100$ Гц, то $T_c = 8 \cdot 9 \cdot 10^6/100^3 \approx 72$ с.

Поэтому ГУН выполняют с использованием кварцевого резонатора, что позволяет существенно уменьшать начальную расстройку и время вхождения в синхронизм без ухудшения помехозащищенности.

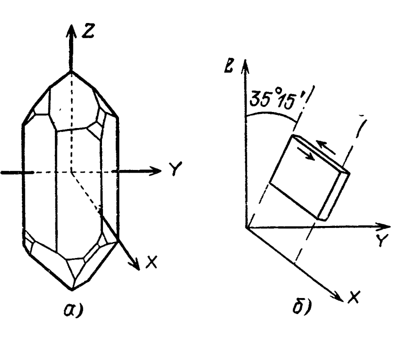


Рис. 3.18. Кристалл кварца:

а — положение осей; *б* — ориентация среза АТ

Типовые параметры ФАПЧ с кварцевым резонатором: $\Delta\varphi_0 = \pm 10°$, $\Delta f_ш = 150$ Гц, $\Delta f_з = \pm 600$ Гц, $T_c = 0{,}1$ с.

Одним из важнейших элементов генератора опорной поднесущей является кварцевый резонатор. Основу резонатора составляет пластина, вырезанная из кристалла кварца. В зависимости от ориентации среза меняются свойства резонатора, и в частности температурная стабильность частоты. Срез характеризуется углами по отношению к осям кристалла. Эти оси показаны на рис. 3.18, *а*.

Продольная ось Z называется оптической, ось X — электрической, а ось Y — механической. Срезы, перпендикулярные оси Y, дают положительный температурный коэффициент частоты, а среды, перпендикулярные оси X — отрицательный. Если плоскость среза параллельна оси X и повернута относительно оси Z на угол 35°15', то производная температурного коэффициента частоты при $t° = 20$ °С проходит через нуль.

В декодерах ПАЛ, как и в декодерах НТСЦ, применяют кварцевые резонаторы именно с таким срезом (рис. 3.18, *б*), который называется срезом АТ. Широкие стороны пластины металлизируют и припаивают к ним выводы. При подаче на обкладки высокочастотного сигнала от генератора в пластине возникают сдвиговые колебания (стрелки на рис. 3.18, *б*). Пластину помещают в металлический корпус. Кварцевый резонатор имеет такую же эквивалентную схему, как и пьезопреобразователь УЛЗ (см. рис. 2.28). Емкость C_0 образована емкостями обкладок и корпуса (рис. 3.19, *а*). Последовательная цепь $C1$, $L1$, R называется динамической. Кварц имеет две резонансные частоты — частоту последовательного резонанса

$$f_s = 1/(2\pi\sqrt{L1\,C1})$$

и частоту параллельного резонанса

$$f_p = 1/\left(2\pi\sqrt{L1\frac{C_0 C_1}{C_0 + C_1}}\right).$$

На резонансных частотах входное сопротивление кварца активно. При $f = f_s$ $R_{вх} = R1$,

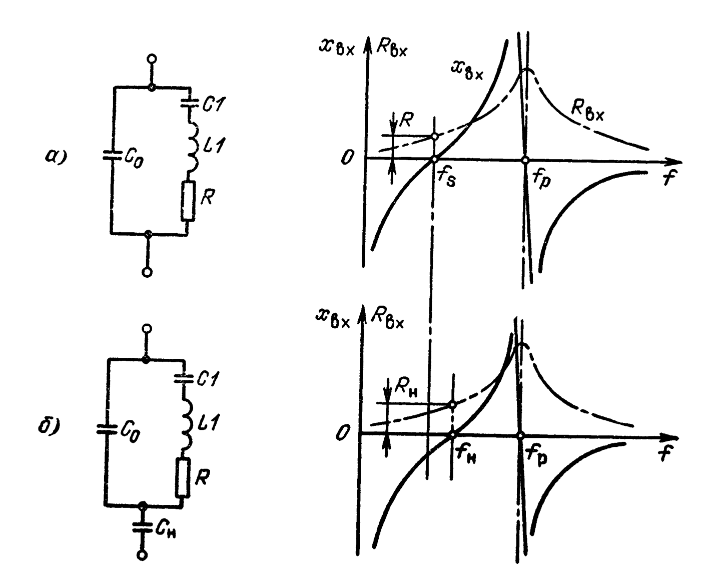


Рис. 3.19. Влияние последовательной емкостной нагрузки на характеристики кварцевого резонатора:

а — резонатор без нагрузки; *б* — резонатор с внешним последовательно включенным конденсатором $C_н$

При подключении кварцевого резонатора к ГУН его параметры меняются. Нагрузка обычно имеет емкостный характер ($C_н$) и может подключаться последовательно или параллельно кварцу. Если соединение последовательное, f_p не меняется, а f_s повышается и является рабочей частотой ($f_н$ на рис. 3.19, *б*). Когда соединение параллельное, f_s не меняется, а f_p понижается и служит рабочей частотой. Значения рабочих частот для двух видов соединений одинаковы. Поэтому

$$f_н = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1\dfrac{C1\,(C_0+C_н)}{C1+C_0+C_н}}}. \qquad (3.13)$$

В генераторах опорной частоты ПАЛ применяется преимущественно последовательное соединение нагрузки с кварцевым резонатором. Разность между частотой последовательного резонанса и рабочей частотой составляет

$$\Delta f = f_н - f_s = C1\,f_s/[2\,(C_0+C_н)]. \qquad (3.14)$$

Важным параметром кварцевого резонатора является чувствительность к перестройке S, которая показывает, как зависит рабочая частота $f_н$ от $C_н$:

$$S = -\,C1/[2\,(C_0+C_н)^2]. \qquad (3.15)$$

Если емкость выразить в пикофарадах, то размерность выражения (3.15) будет 10^{-6}/пФ.

В приложении 11 даны типовые значения параметров кварцевых резонаторов для рабочих частот 4,433619 и 8,867238 МГц. Так как сопротивление R составляет менее 100 Ом, а индуктивность $L1$ достигает долей генри, кварцевый резонатор на частоте f_s эквивалентен контуру с добротностью $Q>20\,000$.

Рассмотрим теперь практические схемы генераторов опорной поднесущей ПАЛ. На рис. 3.20 приведена типовая схема генератора, выполненная на дискретных элементах. Для выделения вспышки из сигнала цветности служит нормально закрытый транзистор *VT1*. Он открывается стробирующими импульсами. Контур в коллекторной цепи настроен на частоту цветовой поднесущей. Вторичная обмотка контура питает ФД, образованный диодами *VD1* и *VD2*. На среднюю точку диодов поступает опорная поднесущая от ГУН. Выходной сигнал ФД через ФНЧ *R10 R11 R15 R16 C8 C9* поступает на усилитель постоянного тока *VT2*, регулирующий емкость варикапа *VD3*, соединенного последовательно с кварцевым резонатором *Z*.

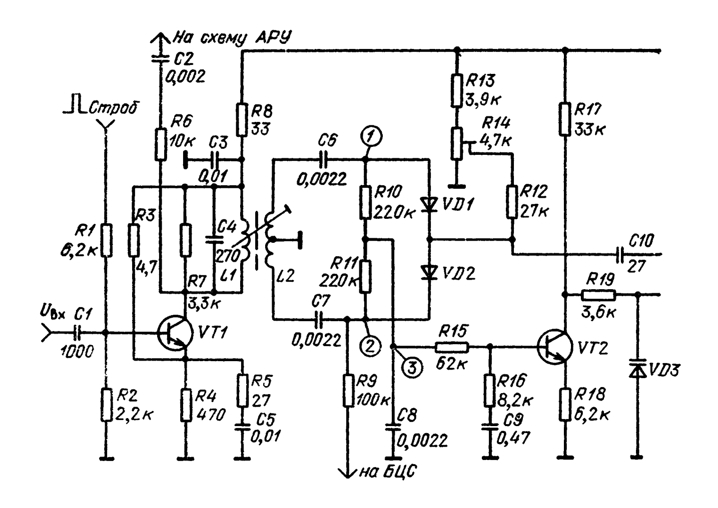
Автогенераторная часть ГУН выполнена на транзисторе *VT3*, включенном по кварцевой емкостной трехточечной схеме с заземленным коллектором. Потенциометр *R14* служит для установки начальной частоты ГУН. Каскад *VT4* является буферным, отделяющим ГУН от синхронных детекторов. Резонансный контур синхронного детектора *B—Y* включен непосредственно в коллекторную цепь *VT4*. Опорный сигнал на коллекторе *VT4* совпадает по фазе с осью *B—Y*. На ФД опорный сигнал проходит через конденсатор *C10* с малой емкостью, образующий фазовращатель на 90°. Поэтому фаза опорного сигнала на средней точке диодов *VD1* и *VD2* совпадает с осью *R—Y*.

Фазовый сдвиг вспышек на вторичной обмотке контура *L2* меняется относительно отрицательного направления оси *B—Y* на угол ±45° (рис. 3.21, *а*), и на диодах ФД (точки *1* и *2* на рис. 3.20) выделяются сдвинутые на строку пилообразные сигналы с периодом $2T_c$ (рис. 3.21, *б*, *в*). На выходе ФД (точка *3* схемы) получается сигнал в виде волны напряжения полустрочной частоты (рис. 3.21, *г*), постоянная составляющая которого равна нулю. Если фаза опорной поднесущей отклоняется от оси *R—Y*, в сигнале на выходе ФД появляется постоянная составляющая *E* (рис. 3.20, *д*), меняющая емкость варикапа *VD3* (рис. 3.20), что обеспечивает необходимую подстройку фазы ГУН.

Конструктивно генератор опорной поднесущей должен быть выполнен так, чтобы связь между ГУН и входом ФД (базовая цепь *VT1*) была минимальной. Если это требование не удовлетворяется, ФАПЧ будет стремиться обеспечить захват ГУН своим собственным сигналом, что вызовет разбаланс устройства. Важным требованием является также симметрия ФД. Поэтому обмотка *L2* выполняется бифилярно, а диоды *VD1*, *VD2* и резисторы *R10*, *R11* должны быть идентичны.

С коллектора *VT1* через *R6* и *C2* сигнал вспышек поступает на устройство АРУ канала цветности. Пилообразный сигнал с точки *2* устройства через *R9* подается в блок цветовой синхронизации.

Рассмотрим теперь устройство микросхем, формирующих опорную поднесущую ПАЛ. В первых моделях интегральных декодеров ПАЛ в качестве генератора опорного сигнала использовалась микросхема TBA540 (в Чехословакии выпускается ее функциональный аналог MBA540). Функциональная схема TBA540 приведена на рис. 3.22. Генератор с кварцевым резонатором *Z* работает на частоте цветовой поднесущей 4,43 МГц. На первый вход фазового детектора *ФД* сигнал от *ГУН* поступает непосредственно, а на второй — через внешний автотрансформатор *T* с заземленной средней точкой, что обеспечивает сдвиг этого сигнала по фазе на 180° (вывод 6 микросхемы). На третий вход



ФД подается сигнал вспышки. (На выходе *ФД* включен фильтр нижних частот (*R7 R9 R8 C10 C11 C12*). С выводов микросхемы *6* или *4* снимается опорный сигнал с фазой *B—Y* (или —(*B—Y*)). Для получения опорного сигнала с фазой *R—Y* применена подстраиваемая фазовращающая цепь *R1*, *C1*. Сигнал ошибки с выхода *ФД* через реактивный каскад *РЕА* и конденсатор *C5* управляет частотой и фазой *ГУН*. Подстройкой *C5* устанавливают начальную частоту *ГУН*.

Иногда вместо триммера *C5* между выводами *1* и *2* микросхемы TBA540 включают последовательный контур. Начальную частоту *ГУН* при этом регулируют сердечником в катушке индуктивности.

Прямоугольный сигнал с выхода *ФД* через делитель, образованный внутренним резистором *R* и внешним *R6*, проходит в детектор полустрочной частоты *ДПЧ*, на который подан также прямоугольный сигнал полустрочной частоты от триггера, управляющего коммутатором ПАЛ (вывод *8*). Триггер входит в состав другой микросхемы, например TCA640 или TBA520.

На выходе детектора полустрочной частоты *ДПЧ* выделяются импульсы, полярность которых зависит от того, правильна или неправильна фаза работы триггера. Импульсы детектируются, и через контакт *9* полученное постоянное напряжение выводится и подается на исполнительную часть *АРУ*. Выключатель цветности *ВК* закрывается, когда фаза триггера правильна. При этом на выводе *7* выделяется напряжение $E_{упр}$ близкое к напряжению питания, отпирающее канал цветности.

Вращая движок *R6*, меняют амплитуду прямоугольного сигнала, поступающего на детектор полустрочной частоты. Устройство *АРУ* перестраивается, и меняется размах сигнала цветности (размах вспышек).

При отсутствии вспышки напряжение на выводе *9* должно составлять +4 В (регулируется резистором *R6*). Если фаза сигнала полустрочной частоты, подаваемого от *БЦС* через вывод *8* на *ДПЧ*, правильна, напряжение на выводе *9* уменьшается с ростом амплитуды вспышки до значения 0,8...1 В. При замкнутой цепи *АРУ* размах вспышки на выводе *5* поддерживается близким к 1,5 В. Когда

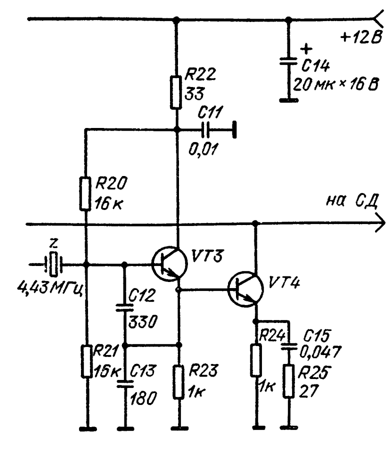


Рис. 3.20. Электрическая схема генератора опорной поднесущей на дискретных элементах

фаза коммутации неправильна, U_9 увеличивается до значений, близких к напряжению питания.

Рассмотренная микросхема сложна в настройке, к ней подключено много внешних элементов. Подстраиваемая фазовращающая цепь *R1*, *C1* не может обеспечить точного и стабильного сдвига фаз 90°.

Значительно лучшие параметры имеют микросхемы ПАЛ, в которых используется кварцевый резонатор на удвоенную частоту поднесущей 8,8 МГц.

В качестве примера на рис 3.23 приведена схема генератора опорной поднесущей микросхемы TDA2520. Аналогичные решения используются в большинстве микросхем ПАЛ, таких, как TDA2522, TDA3510, TDA4510 и т. д. Генератор содержит три узла: ГУН, делитель частоты и ФД. Генератор, управляемый напряжением, состоит из усилителя на транзисторах *VT2*, *VT3*, цепи положительной обратной связи (эмиттерный повторитель *VT8* и кварцевый резонатор), дифференциального усилителя *VT4*, *VT5*, меняющего под действием напряжения от *ФД* фазовый сдвиг в цепи обратной связи и тем самым частоту и фазу сигнала ГУН, а также отрицательной обратной связи на транзисторах *VT6* и и *VT7*, стабилизирующей работу генератора. С коллекторов *VT2* и *VT3* снимаются противофазные опорные сигналы прямоугольной формы с частотой 8,8 МГц (рис. 3.24, *а*, *б*). Эти сигналы поступают на делитель частоты. Основу делителя образуют два триггера, каждый из которых состоит из дифференциального усилителя (*VT15*, *VT16* и *VT17*, *VT18*) и цепей обратной связи на эмиттерных повторителях (*VT19*, *VT20* и *VT21*, *VT22*). Оба триггера связаны между собой по базовым цепям усилителей (для этого транзисторы *VT19*—*VT22* имеют по два эмиттера), по их эмиттерным цепям (через дифференциальный усилитель *VT13*, *VT14*) и по коллекторным цепям (для этого

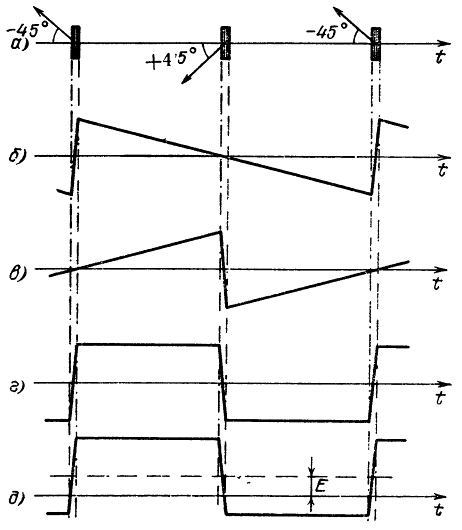


Рис. 3.21. Эпюры сигналов в схеме на рис. 3.20

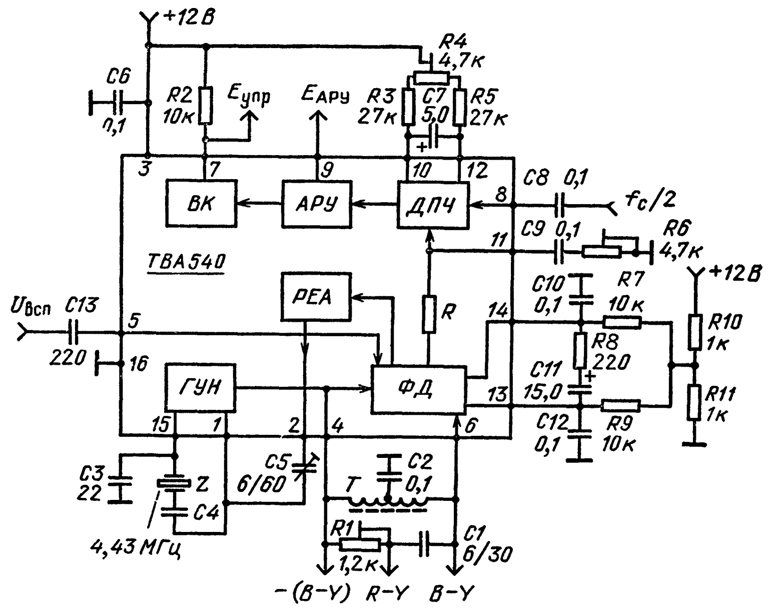
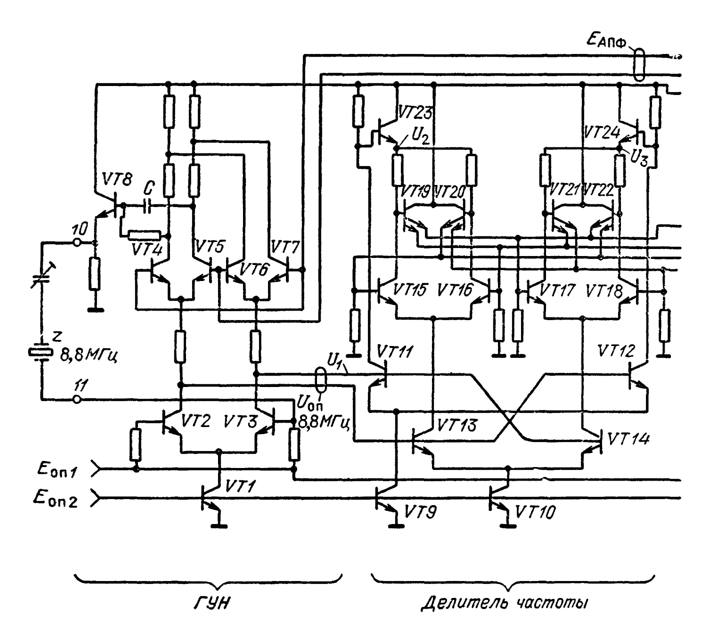


Рис. 3.22. Электрическая схема генератора опорной поднесущей на микросхеме TBA540



служит дифференциальный усилитель *VT11*, *VT12* и эмиттерные повторители *VT23*, *VT24*). В результате действия этих связей триггер *VT15*, *VT16* переключается отрицательными перепадами напряжения на эмиттере *VT23* (рис. 3.24, *е, ж*). Сдвиг на 180° сигнала 8,8 МГц на эмиттерах *VT23*, *VT24* (рис. 3.24, *б, в*) преобразуется на выходах делителя в сдвиг на 90° сигналов 4,4 МГц (между U_4 и U_7), а также между U_5 и U_6). Таким образом, без всяких внешних фазовращателей получаются два ортогональных опорных сигнала, один из которых, совпадающий с осью *B—Y*, подается непосредственно на синхронный детектор *B—Y*. Второй сигнал, совпадающий с осью *R—Y*, подается на синхронный детектор *R—Y* через коммутатор ПАЛ, обеспечивающий его инверсию на каждой второй строке. Кроме того, этот опорный сигнал поступает на *ФД*, где сравнивается со вспышками.

Фазовый детектор выполнен в виде аналогового перемножителя на транзисторах *VT26—VT32*. На базу *VT27* поступают вспышки поднесущей. Выходной сигнал аналогового перемножителя равен нулю, когда перемножаемые сигналы сдвинуты на угол 90°. Поэтому в качестве опорного используется сигнал с фазой *R—Y*, который подается на базы транзисторов *VT29—VT32*. С попарно соединенных коллекторов этих транзисторов снимается на БЦС получившийся в результате перемножения сигнал полустрочной частоты. Емкости диодов *VD1—VD4* вместе с резисторами нагрузки образуют ФНЧ, подавляющий остатки поднесущей. Полоса пропускания этого фильтра составляет примерно 1 МГц. Для получения сигнала, управляющего частотой и фазой ГУН, волна напряжения полустрочной частоты через разделительные транзисторы *VT33*, *VT34* поступает на внешний ФНЧ, образованный конденсаторами *C1—C3*, резистором *R1* и резисторами нагрузки транзисторов *VT33*, *VT34*. Этот ФНЧ имеет большую постоянную времени и выделяет постоянную составляющую сигнала, которая подается на транзисторы *VT4—VT7* ГУН.

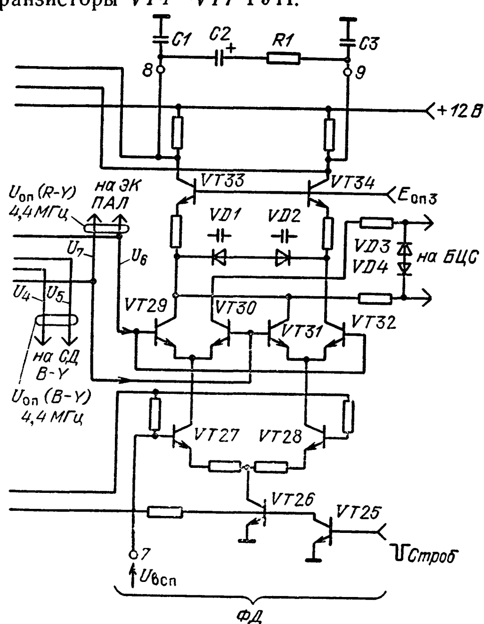


Рис. 3.23. Электрическая схема генератора опорной поднесущей микросхемы TDA2520

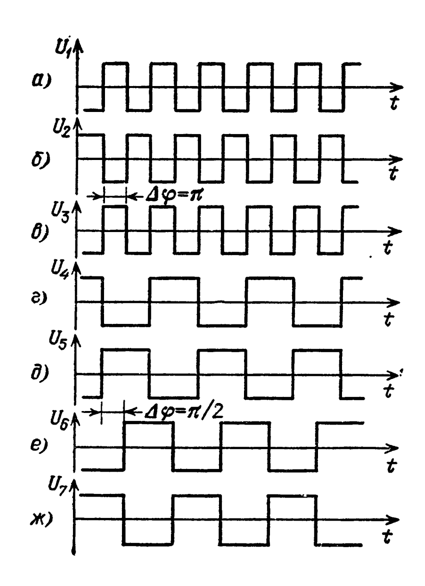


Рис. 3.24. К работе делителя частоты

3.2.2. Блок цветовой синхронизации

Блок цветовой синхронизации системы ПАЛ вырабатывает меандр напряжения полустрочной частоты для управления электронным коммутатором, а также управляющее напряжение $E_{\text{упр}}$ включающее канал цветности при приеме сигнала ПАЛ.

Типовая схема БЦС, выполненного на дискретных элементах, приведена на рис. 3.25. Пилообразный сигнал полустрочной частоты с одного из диодов фазового детектора ФАПЧ (рис. 3.20) поступает на базу эмиттерного повторителя *VT1*. В коллекторной цепи каскада *VT2* включен контур, настроенный на полустрочную частоту 7,8 кГц. Контур выделяет первую гармонику пилообразного сигнала. Максимумы и минимумы полученного синусоидального сигнала совпадают по времени с интервалами строчного гашения. Сигнал через *C7* проходит на катод диода *VD1*, подключенного к базе транзистора *VT3*. Этот транзистор входит в состав счетного триггера *VT3—VT4*, управляющего электронным коммутатором. Если фаза триггера правильна, в строках, где на катод *VD* поступают отри-

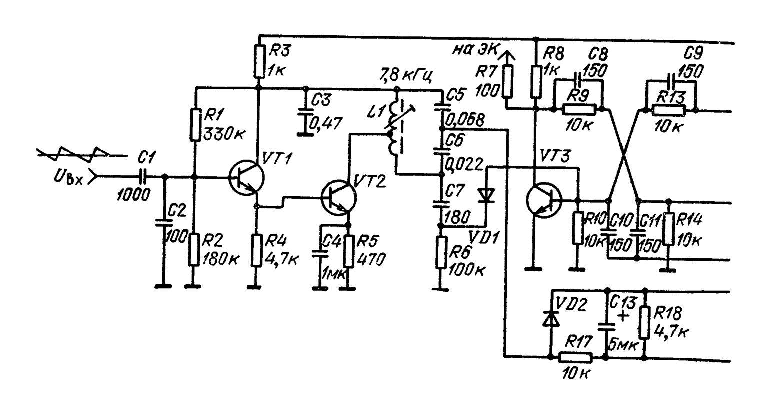


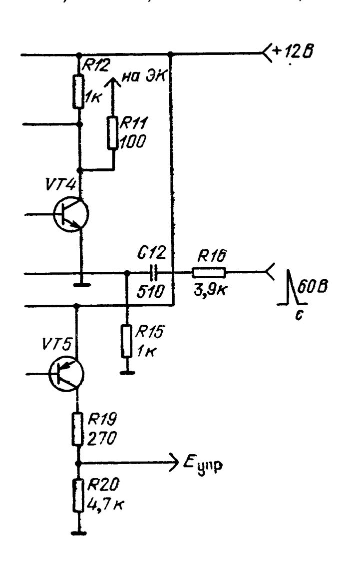
Рис. 3.25. Блок БЦС ПАЛ на дискретных элементах. Первый вариант

цательные полуволны напряжения полустрочной частоты, транзистор *VT3* оказывается закрытым, и *VD1* не влияет на работу триггера. Когда фаза триггера неправильна, отрицательная полуволна напряжения через *VD1* закрывает *VT3*, обеспечивая коррекцию фазы триггера.

При приеме сигнала ПАЛ диод *VD2* выпрямляет волну напряжения полустрочной частоты и переводит *VT5* в режим насыщения. На коллекторе *VT5* выделяется напряжение $E_{упр}$, открывающее канал цветности. Если принимается сигнал СЕКАМ или черно-белая программа, на выходе ФД ФАПЧ отсутствует напряжение полустрочной частоты, и канал цветности поддерживается в закрытом состоянии.

На рис. 3.26 приведен второй вариант выполнения БЦС. Для выделения первой гармоники сигнала $f_c/2$ применен активный фильтр на транзисторе *VT2*. Коррекция триггера обеспечивается, если в строках где *VT4* открыт, на коллекторе *VT3* выделяется отрицательная полуволна $f_c/2$. Выключатель цветности содержит выпрямитель на диодах *VD3*, *VD4* и усилитель на транзисторах *VT6*, *VT7*.

В большинстве микросхем ПАЛ основу БЦС составляет детектор полустрочной частоты (ДПЧ). На рис. 3.27 приведена упрощенная схема такого БЦС, используемого в микросхеме TDA2520. Детектор полустрочной частоты — это перемножитель на транзисторах *VT139—VT147*. На базы транзисторов *VT140*, *VT141* поступает сигнал полустрочной частоты с выхода ФД, а на ключи *VT142—VT145* подан меандр напряжения от триггера ПАЛ. В зависимости от соотношения фаз этих сигналов на базу *VT128* поступают положительные либо отрицательные импульсы, имеющие длительность, равную длительности вспышки, и повторяющиеся на каждой строке. Эти импульсы через комплиментарный эмиттерный повторитель *VT117*, *VT118* и ключ *VT114*, *VT115*, открываемый стробирующими импульсами, подаются на внешний накопительный конденсатор, подключенный к выводу *14* микросхемы. Чтобы повысить стабильность рабочей точки схемы, используется цепь отрицательной обратной связи, содержащая дифференциальный усилитель *VT125*, *VT126*, ключ *VT120*, *VT121*, открываемый в паузах между вспышками, и внешний накопительный конденсатор, подключенный к выводу *13*. Разность потенциалов на выводах *13* и *14* используется в качестве управляющего напряжения АРУ, поскольку значение этой разности зависит от амплитуды вспышки, а также для цветовой синхронизации триггера, так как знак разности потенциалов определяется соотношением фаз вспышек и сигнала от триггера. В таком устройстве не требуется никаких контуров или настраиваемых активных фильтров. Необходимая помехозащищенность обеспечивается накопительными конденсаторами.



Еще более совершенная схема цветовой синхронизации ПАЛ (рис. 3.28, *а*) основана на использовании вспышек, входящих в компоненты сигнала цветности U_u и U_v, разделенные блоком задержки. Если во входном сигнале вспышка меняет от строки к строке фазу на ±45° от-

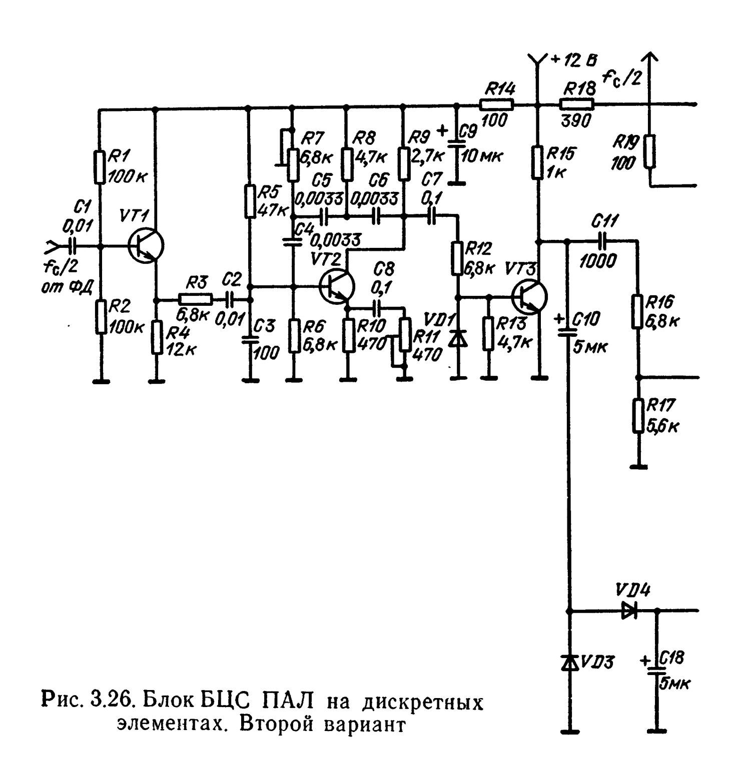
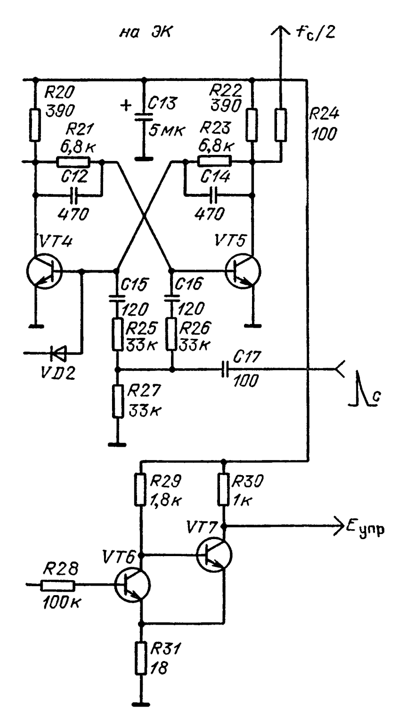


Рис. 3.26. Блок БЦС ПАЛ на дискретных элементах. Второй вариант

носительно отрицательного направления оси $B—Y$ (рис. 3.28, *б*, эпюра *1*), то фаза вспышки в сигнале U_u постоянна и совпадает с осью ($B—Y$) (рис. 3.28, *б*, эпюра *2*), а вспышка сигнала U_v меняет фазу на $\pm180°$ (рис. 3.28, *б*, эпюра *3*). Сигнал U_v проходит фазовращатели $ФВ_1$, $ФВ_2$ на $\pm90°$ и электронный коммутатор $ЭК_1$, управляемый меандром напряжения полустрочной частоты от триггера *СТ*. На счетный вход этого триггера через устройство совпадения *И* поступают строчные импульсы. На выходе $ЭК_1$ выделяется сигнал U_v', который в зависимости от фазы *СТ* совпадает по фазе с U_u или противофазен ему (рис. 3.28, *б*, эпюра *4*). Коммутаторы $ЭК_2$ и $ЭК_3$ выделяют из сигналов U_u и U_v' вспышки; они складываются в сумматоре *С*, детектируются в звене *Д*, и полученная постоянная составляющая подается на второй вход каскада совпадения *И*.

Если фаза *СТ* неправильна (участок сигналов слева от t_1 на рис. 3.28, *б*), вспышки U_u и U_v' противофазны. Их сумма оказывается равной нулю, каскад совпадения *И* закрывается и триггер *СТ* перестает работать. В каком бы состоянии он не оказался, один из фазовращателей ($ФВ_1$, $ФВ_2$) поддерживается во включенном состоянии. Поэтому вспышка U_v' будет совпадать с осью B—Y, но фаза ее меняется на 180° от строки к строке (участок t_1—t_2 на рис. 3.28, *б*) В результате на выходе детектора *Д* выделяется постоянная составляющая, и *СТ* вновь



запускается. Процесс повторяется до тех пор, пока фаза *СТ* не окажется правильной (участок правее t_2 на рис. 3.28, *б*). Тогда на выходе *Д* выделяется постоянное напряжение, пропорциональное амплитуде вспышки. Поэтому оно может использоваться не только для включения канала цветности, но и для управления устройством АРУ.

При приеме черно-белой программы вспышек не будет, и триггер не работает, а канал цветности поддерживается в запертом состоянии, что исключает возможность появления помех на экране телевизора.

В рассмотренной схеме в установившемся режиме сигнал цветности на входе синхронного детектора *R—Y* имеет фазу *B—Y*, поэтому на оба *СД* подают одинаковый опорный сигнал.

3.2.3. Усилитель сигнала цветности

Усилитель сигнала цветности содержит исполнительную часть АРУ, а также полосовой фильтр, выделяющий сигнал цветности и подавляющий низкочастотные компоненты сигнала яркости. Глубина регулировки АРУ обычно составляет 26...30 дБ, а полоса пропускания фильтра около ±1 МГц относительно частоты 4,43 МГц. На рис. 3.29 приведена типовая схема дискретного усилителя сигнала цветности. Каскад *VT1* выполняется на специальном транзисторе, предназначенном для АРУ (КТ3127, ГТ346 или ГТ328). Коэффициент передачи этого каскада падает при увеличении коллекторного тока (АРУ «Вперед»). Начальное смещение, соответствующее малому сигналу, задается делителем *R9*, *R10*. При увеличении размаха сигнала цветности вспышки, поступающие от ФД, выпрямляются диодом *VD1* и понижают напряжение на конденсаторе *C11*. Коллекторный ток, протекающий через *VT1*, растет, что снижает коэффициент передачи канала.

Полосовой фильтр состоит из связанных контуров *L1C4C5* и *L2C7*. С выхода эмиттерного повторителя *VT2* сигнал через *C9* подается на ФД ФАПЧ, а через *C10* — на блок задержки. Потенциометр *R6* является оперативным регулятором цветовой насыщенности.

В микросхемах исполнительная часть АРУ выполняется в виде дифференциального усилителя, управляемого генератором тока по эмиттерным цепям. В качестве примера на рис. 3.30 дана электрическая схема АРУ микросхемы TCA640 (К174ХА9). Сигнал от внешнего полосового фильтра поступает на базы дифференциального усилителя *VT8*, *VT10*. Генератор тока *VT12* образует с транзистором *VT11* второй дифференциальный усилитель, управляемый каскадом *VT9*. При уменьшении напряжения АРУ на выводе *16* микросхемы *VT9* закрывается,

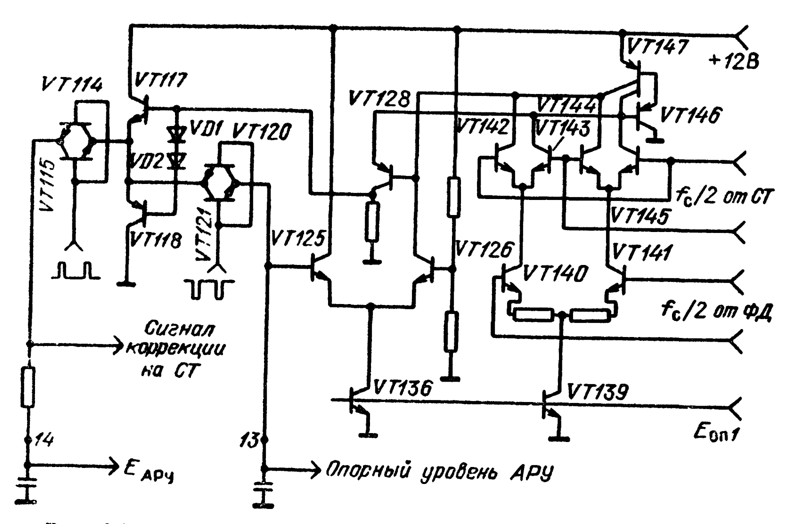


Рис. 3.27. Блок цветовой синхронизации микросхемы TDA2520

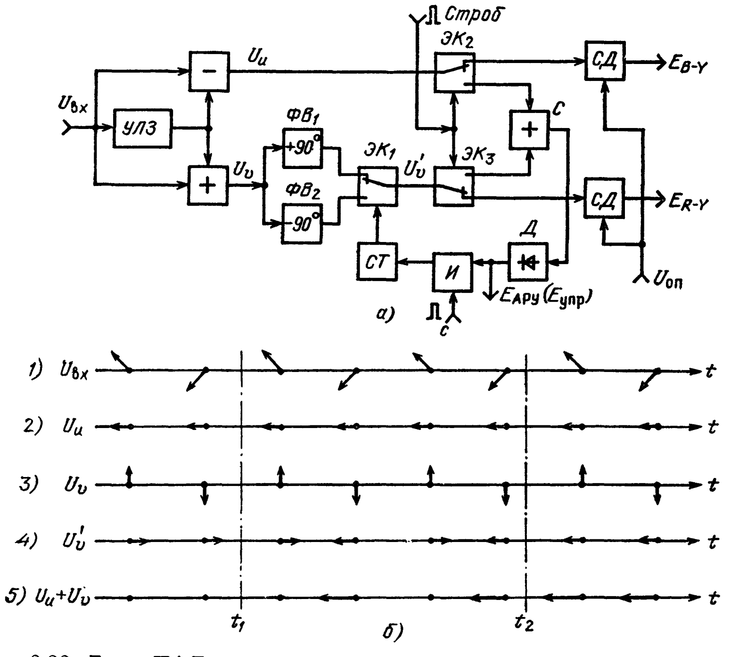


Рис. 3.28. Блок ПАЛ с использованием вспышек разделенных сигналов U_u и U_v:

а — функциональная схема; *б* — эпюры сигналов

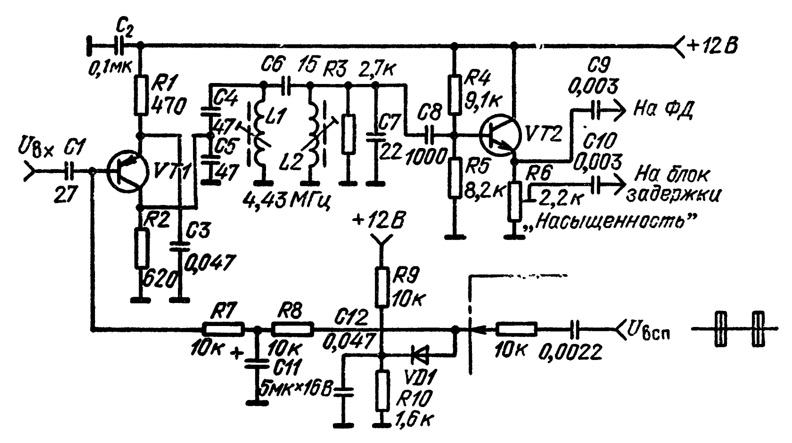


Рис. 3.29. Схема усилителя сигнала цветности

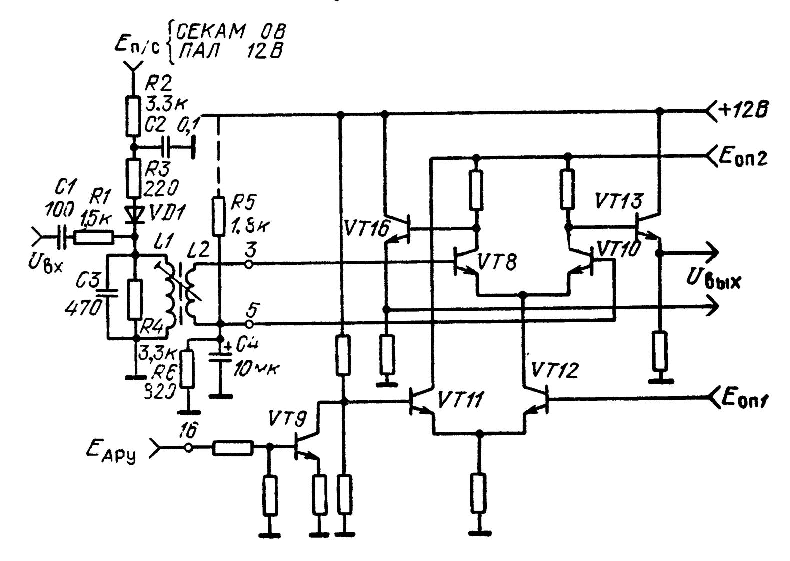
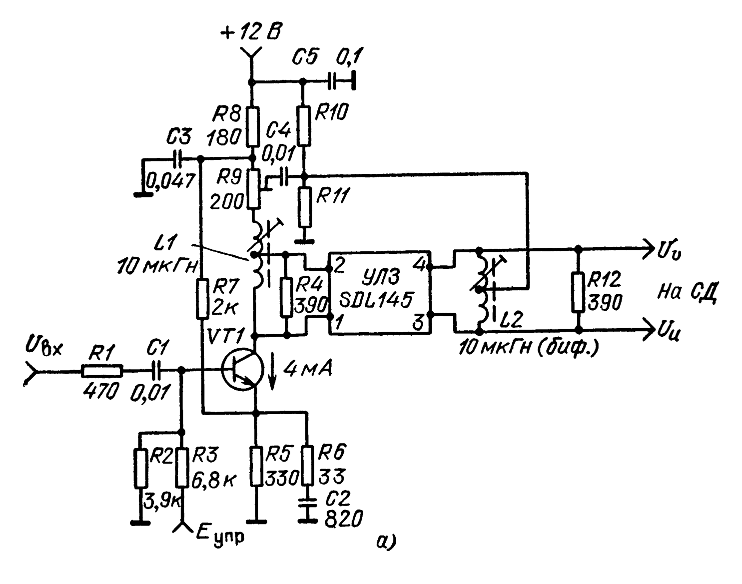


Рис. 3.30. Цепь АРУ микросхемы TCA640

открывая *VT11* и уменьшая коллекторный ток транзистора *VT12*. В результате снижается коэффициент передачи каскадов *VT8*, *VT10*. Сигналы с их коллекторных резисторов нагрузок выводятся через эмиттерные повторители *VT13*, *VT16*.

3.2.4. Блок задержки

Блок задержки ПАЛ разделяет сигнал цветности на составляющие U_u и U_v. Для этого задержанный сигнал складывается в фазе



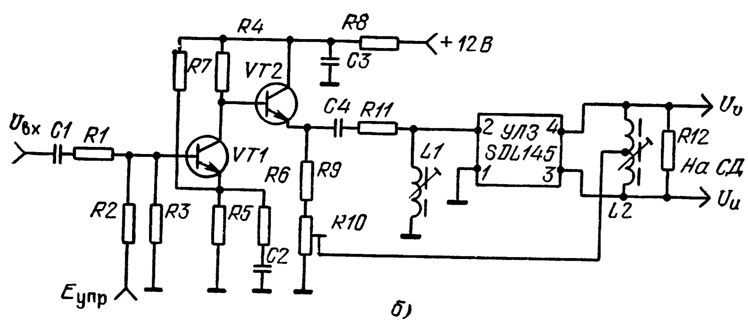


Рис. 3.31. Схемы блока задержки:
а — на каскаде с общим эмиттером; *б* — на эмиттерном повторителе

и в противофазе с прямым сигналом. В блоке предусматривается возможность регулировки фазы задержанного сигнала, а также соотношения прямого и задержанного сигналов.

На рис. 3.31, *а*, *б* приведены два наиболее распространенных варианта дискретного блока задержки. В варианте на рис. 3.31, *а* используется усилительный каскад *VT1* с общим эмиттером. В качестве смещения служит управляющее напряжение от блока цветовой синхронизации. При уменьшении $E_{упр}$ усилитель запирается благодаря действию резистора *R7*. В схеме используется автотрансформаторное включение УЛЗ. Резистор *R4* и половина катушки *L1* образуют входное согласующее сопротивление линии задержки. С резистора *R9* снимается прямой сигнал, поступающий на среднюю точку катушки индуктивности *L2*, что обеспечивает на концах обмотки *L2* сложение и вычитание

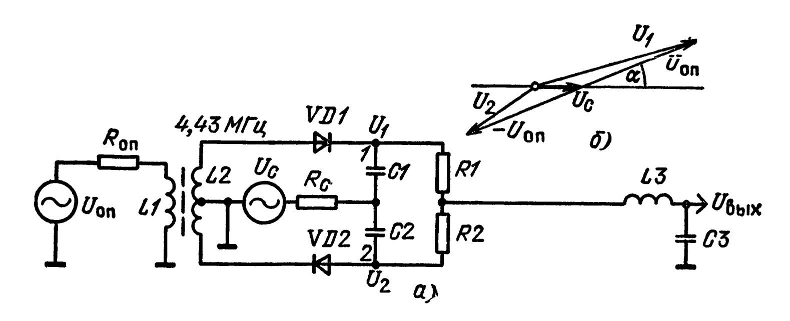


Рис. 3.32. Аддитивный балансный синхронный детектор:

а — электрическая схема; *б* — векторограмма сигналов при наличии дифференциально-фазовых искажений

прямого и задержанного сигналов. Поэтому с выводов обмотки *L2* снимаются разделенные компоненты U_u и U_v. Делитель *R10*, *R11* создает напряжение смещения для усилительных каскадов синхронных детекторов.

Необходимым условием работы блока задержки является правильное включение выводов УЛЗ. Если изменить подключение выводов одного из пьезопреобразователей, сигналы U_u и U_v на выходах блока задержки меняются местами. На рисунке указана правильная нумерация выводов линии задержки, соответствующая УЛЗ типов SDL 145 или TAU82.

В блоке задержки на рис. 3.31, *б* усилительный каскад *VT1* соединен с УЛЗ через эмиттерный повторитель *VT2*. Фаза задержанного сигнала регулируется сердечниками в *L1* и *L2*, размах прямого сигнала — потенциометром *R10*.

Выполнение блока задержки в канале цветности ПАЛ на микросхемах рассмотрено в гл. 10.

3.2.5. Синхронные детекторы

На выходах блока задержки ПАЛ компоненты U_u и U_v сигнала цветности полностью разделены. Это в значительной степени упрощает требования к демодуляторам (синхронным детекторам) по сравнению с каналом цветности НТСЦ, где фазовая погрешность опорной поднесущей вызывает перекрестные искажения между сигналами E'_{R-Y} и E'_{B-Y}.

В каналах цветности ПАЛ на дискретных элементах обычно применяют балансные синхронные детекторы аддитивного типа (рис. 3.32, *а*). Опорный сигнал поступает на первичную обмотку *L1* контура. Вторичная обмотка *L2* для обеспечения точной симметрии выполняется бифилярной. При отсутствии сигнала конденсаторы *C1* и *C2* заряжаются почти до пикового значения опорного сигнала. В точках *1* и *2* получаются постоянные напряжения U_1 и U_2, равные по значению и противоположные по знаку. Выходной сигнал $U_{вых}$, соответствующий алгебраической сумме U_1 и U_2, будет при этом равен нулю. С приходом сигнала цветности U_c, если его фаза равна или противоположна фазе $U_{оп}$, баланс схемы нарушается и появляется выходное напряжение, близкое к пиковому значению напряжения сигнала. Полярность выходного напряжения положительна, если фазы $U_{оп}$ и U_c совпадают, и отрицательна, когда $U_{оп}$ и U_c противофазны.

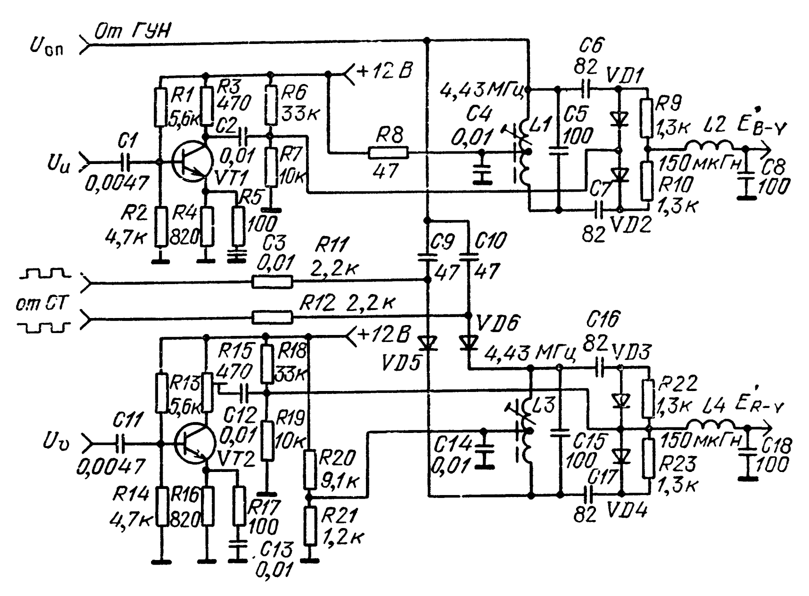


Рис. 3.33. Электрическая схема синхронных демодуляторов ПАЛ на дискретных элементах

Если входной сигнал содержит дифференциально-фазовые искажения, то опорный сигнал сдвигается по отношению к сигналу цветности на угол α. В результате сигналы в точках *1* и *2* оказываются равными геометрической сумме и разности $U_{оп}$ и U_c, как это показано на рис. 3.32, *б*. Соответственно выходной сигнал

$$U_{вых} = \frac{1}{2}(U_1 - U_2) = \frac{1}{2}\left(\sqrt{U_c^2 + U_{оп}^2 + 2U_c U_{оп}\cos\alpha} - \right.$$

$$\left. - \sqrt{U_c^2 + U_{оп}^2 + 2U_c U_{оп}\cos\alpha}\right) =$$

$$\frac{U_{оп}}{2}\left(\sqrt{1 + \frac{U_c^2}{U_{оп}^2} + 2\frac{U_c}{U_{оп}}\cos\alpha} - \right.$$

$$\left. - \sqrt{1 + \frac{U_c^2}{U_{оп}^2} - 2\frac{U_c}{U_{оп}}\cos\alpha}\right). \qquad (3.16)$$

Когда размах U_c соизмерим с $U_{оп}$ дифференциально-фазовые искажения приводят к нарушению соотношения сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y}, т. е. к искажению цветового тона. Если $U_c^2/U_{оп}^2 \ll 1$, этим членом в формуле можно пренебречь:

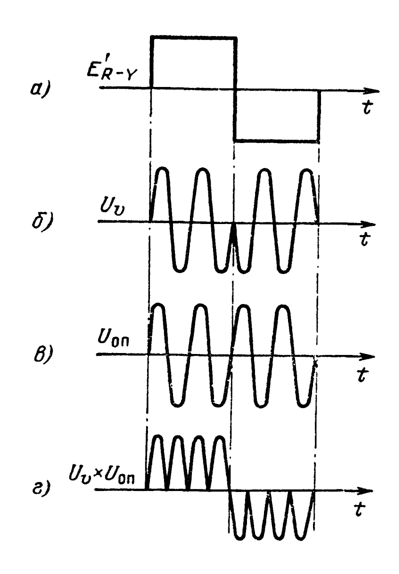
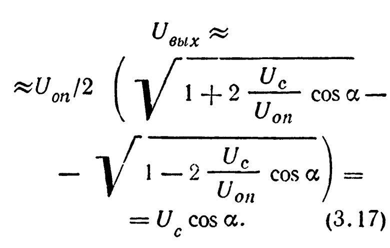


Рис. 3.34. К работе мультипликативного синхронного детектора в виде аналогового перемножителя:

а — модулирующий сигнал; *б* — сигнал цветности на входе синхронного детектора; *в* — сигнал опорной поднесущей; *г* — сигнал на выходе перемножителя



$$U_{вых} \approx$$
$$\approx U_{оп}/2 \left(\sqrt{1+2\frac{U_c}{U_{оп}}\cos\alpha} - \sqrt{1-2\frac{U_c}{U_{оп}}\cos\alpha}\right) = U_c\cos\alpha. \qquad (3.17)$$

Выходное напряжение $U_{вых}$ не зависит от $U_c/U_{оп}$, а значит, соотношение сигналов E'_{R-Y}/E'_{B-Y} не нарушается. Практически размах опорного сигнала выбирают в 4...5 раз большим размаха сигнала цветности. При этом различие амплитуд цветоразностных сигналов из-за дифференциально-фазовых искажений не превышает 2 %.

На рис. 3.33 приведена практическая схема синхронных детекторов сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Составляющие U_u и U_v сигнала цветности усиливаются транзисторами *VT1* и *VT2*. Потенциометр *R15* позволяет устанавливать требуемое соотношение E'_{R-Y}/E'_{B-Y}. Опорный сигнал на синхронный детектор *B—Y* поступает непосредственно с коллектора буферного каскада ГУН. На контур *L3* синхронного детектора *R—Y* опорный сигнал проходит через электронный коммутатор, образованный диодами *VD5*, *VD6*, и фазовращающие конденсаторы *C9*, *C10*. Волна напряжения полустрочной частоты от счетного триггера в БЦС поочередно открывает диоды коммутатора, обеспечивая инвертирование опорного сигнала. Конденсаторы *C9* и *C10* сдвигают фазу опорного сигнала на 90°, совмещая ее с осью *R—Y*. При необходимости фазы опорных сигналов могут регулироваться сердечниками в катушках *L1* и *L3*. Фильтры нижних частот *L2C8* и *L4C18* подавляют остатки поднесущих.

В микросхемах канала цветности ПАЛ применяют синхронные детекторы мультипликативного типа в виде аналоговых перемножителей. На вход синхронного детектора поступает сигнал с балансной модуляцией, который можно представить следующим выражением: $U_v = E'_{R-Y}(t)\cos\omega_0 t$. При $E'_{R-Y}(t)=0$ поднесущая подавлена. Там, где $R'_{R-Y}(t)<0$, фаза поднесущей меняется на 180° (рис. 3.34, *б*). Опорный сигнал (3.34, *в*), совпадающий по фазе с поднесущей, может быть записан как $u_{оп}=U_{оп}\cos\omega_0 t$. В результате перемножения этих сигналов получаем

$$u_{вых} = U_{оп}E'_{R-Y}(t)\cos^2\omega_0 t = \frac{U_{оп}E'_{R-Y}(t)}{2} + \frac{U_{оп}E'_{R-Y}(t)}{2}\cos 2\omega_0 t. \qquad (3.18)$$

Форма этого сигнала показана на рис. 3.34, *г*. Член, содержащий $\cos 2\omega_0 t$, подавляется ФНЧ. Первое слагаемое дает демодулированный сигнал. Аналоговый перемножитель в режиме синхронного детектора имеет линейную демодуляционную характеристику.

3.3. Настройка и измерение основных параметров канала цветности ПАЛ

Наиболее трудоемка настройка канала цветности, выполненного на дискретных элементах. В качестве источника сигнала применяют кодирующее устройство ПАЛ с генератором цветных полос, например TR-0658 фирмы «Хирадаштехника» (Венгрия).

Прежде всего проверяют режимы всех каскадов канала по постоянному току. После этого размыкают цепь АРУ и вместо управляющего напряжения на исполнительный каскад подают постоянное напряжение от потенциометра, подключенного к источнику питания. С помощью измерителя частотных характеристики настраивают полосовой фильтр. Меняя напряжение от потенциометра, убеждаются в том, что исполнительная часть АРУ работает.

На вход канала подают сигнал ПАЛ от генератора. Усиление в канале устанавливают таким, чтобы сигнал на входе УЛЗ не ограничивался. В кодере ПАЛ выключают модуляцию сигналом E'_{B-Y}. Подключают осциллограф к выходу U_u блока задержки. Вращая сердечники в согласующих контурах УЛЗ и меняя размах прямого сигнала (потенциометр *R9* на рис. 3.31, *а* или *R10* на рис. 3.31, *б*), уменьшают до нуля размах паразитного сигнала на выходе U_u. Переключают вход осциллографа к выходу U_v блока задержки. В кодере ПАЛ выключают модуляцию сигналом E'_{R-Y}, включив модуляцию сигналом E'_{B-Y}. Проверяют отсутствие паразитных сигналов на выходе U_v. При необходимости подстраивают блок задержки. Настроить блок не удается, если неправильно включены выводы УЛЗ или контур на ее выходе выполнен несимметричным.

После настройки блока задержки вход осциллографа подключают к выходу генератора опорной поднесущей (коллектор *VT4* на рис. 3.20) и убеждаются в наличии генерации. Вместо осциллографа к выходу ГУН подключают частотомер. Петлю ФАПЧ размыкают (выпаивают *C10*) и устанавливают номинальную частоту ГУН (4,433618 МГц). В генераторе на рис. 3.20 для этого вращают движок потенциометра *R14*. В канале цветности на микросхемах частоту ГУН регулируют триммером, включенным последовательно с кварцевым резонатором. После этого вновь замыкают петлю ФАПЧ и подают стробирующие импульсы на ФД. На выходе ФД должен появиться сигнал полустрочной частоты, а на выходе выключателя цветности — постоянное напряжение $E_{упр}$. Проверив с помощью осциллографа работу счетного триггера, переносят измерительную головку осциллографа на выход синхронного детектора *R—Y*. Если система ФАПЧ вошла в синхронизм, на экране осциллографа будет наблюдаться неподвижный сигнал E'_{R-Y}. При неправильной установке начальной частоты ГУН ФАПЧ не войдет в синхронизм и на экране осциллографа будет видна лишь огибающая сигнала E'_{R-Y}. Тогда надо слегка подстроить частоту генератора до получения неподвижной осциллограммы сигнала E'_{R-Y}. Затем в кодере выключают модуляцию сигналом E'_{B-Y}, а в канале цветности выклю-

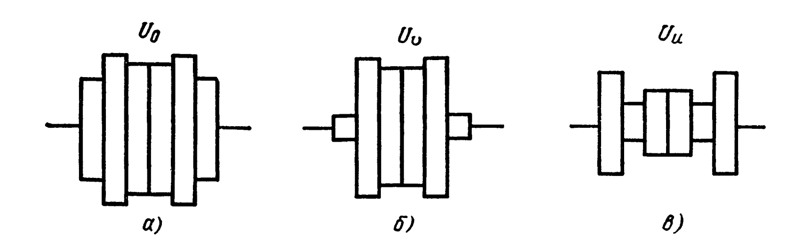


Рис. 3.35. Формы сигналов цветности в канале ПАЛ:
а — на входе блока задержки; *б* — на входе СД *R—Y*; *в* — на входе СД *B—Y*

чают задержанный сигнал (например, отпаивают *R11* в схеме на рис. 3.31,*б*). На экране осциллографа вместо демодулированного сигнала будут видны помехи от сигнала E'_{R-Y}, вызванные неточной фазировкой опорной поднесущей в СД. Вращая сердечник в контуре синхронного детектора *B—Y* (*L1* на рис. 3.33), подавляют помеху до минимально возможного значения.

Головку осциллографа подключают к выходу синхронного детектора *R—Y*. В кодере выключают модуляцию сигналом E'_{R-Y} и включают модулятор *B—Y*. Подстраивая фазу опорного сигнала в синхронном детекторе *R—Y* (сердечник *L3* на рис. 3.33), снижают до минимума помеху от сигнала E'_{B-Y}. Восстанавливают блок задержки и включают в кодере оба модулирующих сигнала. Контролируют осциллографом формы цветоразностных сигналов на выходах СД. При необходимости подстраивают синхронные детекторы. На этом этапе работы выявляются ошибки, допущенные при сборке канала. Если, например, полярность выходного сигнала E'_{R-Y} неправильна, необходимо поменять местами провода, соединяющие СД *R—Y* со счетным триггером в БЦС. Если неправильны полярности обоих демодулированных сигналов, можно поменять полярность включения диодов в СД.

Наконец, при неправильном включении выводов одного из пьезопреобразователей УЛЗ на выходе *R—Y* выделяется сигнал E_{B-Y}, а на выходе *B—Y* — сигнал E_{R-Y}, причем оба сигнала имеют чередующуюся по строкам полярность.

После устранения дефектов потенциометром *R15* (рис. 3.33) устанавливают правильное соотношение размахов цветоразностных сигналов $E'_{B-Y}/E'_{R-Y}=1{,}26$. Затем замыкают цепь АРУ и проверяют осциллографом отсутствие ограничения сигналов цветности на выходах блока задержки. Осциллограммы огибающих сигналов U_0, U_v и U_u приведены на рис. 3.35. (Формы огибающих сигналов U_u и U_v можно получить вращая осциллограммы цветоразностных сигналов E'_{R-Y} и E'_{R-Y} вокруг оси времени).

Если сигналы ограничены или, наоборот, их амплитуды чрезмерно малы, регулируют цепь АРУ, например, меняют номинал резистора *R6* в схеме на рис. 3.20.

Несколько по-иному проводится настройка канала цветности ПАЛ на микросхемах. Рассмотрим сначала наиболее сложный по регулировке канал цветности с микросхемой ПАЛ первого поколения ТВА540

(MBA540). Существует много модификаций такого канала, в которых наряду с TBA540 используются MCA640/650 или TBA520/560.

Будем для определенности рассматривать первую из этих модификаций каналов цветности (см. рис. 10.10).

После включения канала и проверки режимов микросхем по постоянному току закорачивают выводы *13*, *14* MBA540, что блокирует работу системы ФАПЧ. На вход канала подают полный сигнал ПАЛ с модуляцией цветными полосами. Вращая движок резистора *R46*, устанавливают размах сигнала на выводе *1* MCA640 4 В. Подстроечным сердечником в катушке *L11* устанавливают номинальную частоту ГУН. Для этого вход осциллографа подключают к контакту *10* или *12* MCA650 и добиваются получения нулевых биений, когда осциллограмма цветоразностного сигнала становится неподвижной. Снимают перемычку между выводами *13*, *14* TBA540. Осциллограф подключают к выводу *5* MBA540. На его экране будут видны вспышки ПАЛ. Вращая сердечник в *L6*, добиваются максимального размаха вспышек. После этого резистором *R44* устанавливают размах вспышек 1,4 В.

Закорачивают выход УЛЗ (*R18*). Подключают осциллограф к выводу *12* MCA650. Вращая сердечник в *L6*, добиваются минимального различия амплитуд сигнала E'_{R-Y} в соседних строках. Осциллограф переключают на вывод *10* MCA650. Регулируя резистор фазовращателя *R37*, получают одинаковые амплитуды сигнала E'_{B-Y} во всех строках. Снимают закоротку с выхода УЛЗ. Форма и амплитуда сигнала E'_{B-Y} в соседних строках снова становятся различными. Чтобы устранить эти искажения, регулируют индуктивности катушек *L4* и *L5* на входе и выходе УЛЗ. Переключают осциллограф к выводу *12* MCA650 и, вращая движок *R17*, устраняют искажения сигнала E'_{R-Y}.

Затем устанавливают номинальные амплитуды выходных цветоразностных сигналов. Для этого служат резисторы *R32* и *R33*.

Значительно проще настройка канала ПАЛ на микросхемах с кварцевым резонатором 8,8 МГц, например TDA3510 (см. рис. 10.7).

На вход канала подают полный цветовой видеосигнал ПАЛ с модуляцией цветными полосами. Осциллограф подключают к выводу *1* микросхемы и, вращая сердечник в *L1*, добиваются получения максимального размаха сигнала. Проверяют работу ГУН (на выводе *15* микросхемы должен быть синусоидальный сигнал). Переносят вход осциллографа на вывод *11* микросхемы. Замыкают на корпус вывод *19* микросхемы, а выводы *22* и *23* соединяют между собой. При этом перестает работать система ФАПЧ и открывается канал цветности. На экране осциллографа появляется движущаяся осциллограмма сигнала E_{R-Y}. Медленно вращая триммер *C21*, добиваются сближения частоты свободных колебаний ГУН с удвоенной частотой цветовой поднесущей. В момент, когда эти частоты равны, осциллограмма становится неподвижной. Отключают от корпуса вывод *19* микросхемы и размыкают выводы *22*, *23*. Канал цветности должен остаться во включенном состоянии.

Последней операцией является настройка блока задержки. Для этого в кодере выключают модуляцию сигналом E'_{R-Y}. Вращая движок *R5* и сердечник в *L3*, добиваются подавления помех на выводе *11* от сигнала E'_{B-Y}. Восстанавливают нормальный режим кодера и проверяют осциллографом наличие сигнала E'_{B-Y} на выводе *10* микросхемы.

Аналогичным образом настраиваются и другие каналы цветности ПАЛ, в которых используются микросхемы с кварцевым резонатором 8,8 МГц (К174ХА28, TDA2520, TDA4510, TDA3560, TDA3562 и т. д.).

Коротко рассмотрим методику измерения некоторых параметров канала цветности ПАЛ.

Фазовая погрешность из-за неточного времени задержки УЛЗ и ошибки фазоинвертора в блоке задержки. В кодирующем устройстве поочередно выключают модуляторы $R—Y$ и $B—Y$. На том выходе блока задержки, где основной сигнал U_c отсутствует, измеряют амплитуду помехи U_n. Фазовую погрешность определяют по формуле

$$\Delta\varphi_{лз} = \arcsin \frac{U_n}{U_c}. \qquad (3.19)$$

Статическая фазовая ошибка генератора опорной поднесущей. В блоке задержки выключается задержанный сигнал. С помощью осциллографа наблюдают демодулированный сигнал на выходе одного из синхронных детекторов. Амплитуды сигнала на соседних строках будут неодинаковы (A и B). Значение статической фазовой ошибки ФАПЧ приближенно составляет:

$$\Delta\varphi_0 \approx \arcsin \frac{A - B}{A + B}. \qquad (3.20)$$

Качество работы синхронных детекторов (подавление квадратурных сигналов). Задержанный сигнал выключается. В кодирующем устройстве поочередно выключают модуляторы $R—Y$ и $B—Y$. На выходе того синхронного детектора, где основной сигнал отсутствует, измеряют помеху, вызванную демодуляцией квадратурного сигнала. Отношение помехи к номинальному размаху сигнала выражают в децибелах.

Проверка точности установки начальной частоты ГУН. На декодер подают сигнал ПАЛ (цветные полосы) от генератора TR-0658. В декодере принудительно открывают канал цветности и выключают ФАПЧ. С помощью осциллографа наблюдают сигнал биений на выходе одного из синхронных детекторов. Переключатель частоты поднесущей в кодере генератора последовательно переводят в положения —100 Гц; Norm; +100 Гц. В положении переключателя Norm частота биений должна быть минимальной.

Коэффициент передачи в петле ФАПЧ

$$A_n = \frac{\Delta f_0}{\Delta\varphi_0\,[\text{рад}]}. \qquad (3.21)$$

ГЛАВА 4. МНОГОСТАНДАРТНЫЕ КАНАЛЫ ЦВЕТНОСТИ

4.1. Основные типы многостандартных каналов цветности

Большинство моделей цветных телевизоров, выпускаемых западноевропейскими фирмами, имеют двухстандартный декодер СЕКАМ/ПАЛ, что обусловлено использованием двух этих систем для вещания. В новых отечественных телевизорах, предназначенных для

экспорта, также предусмотрена возможность установки двухстандартных каналов цветности. Существует определенная потребность и в телевизорах, рассчитанных на прием передач по трем и более стандартам (например, СЕКАМ, ПАЛ европейский, ПАЛ бразильский, НТСЦ). Такие телевизоры устанавливают на теплоходах, совершающих международные круизы. В видеомагнитофонных записях иногда используют стандарт НТСЦ с частотой цветовой поднесущей 4,43 МГц.

Возможны три пути построения многостандартных каналов цветности:

1. *Канал с общими для разных систем узлами и переключением режимов их работы.* Такая структура в период дискретной схемотехники позволяла сократить число деталей в канале. Общие для двух стандартов узлы с переключением цепей использованы в комплекте микросхем TCA640/650. Этот же принцип заложен в структуру микросхемы четырехстандартного канала цветности TDA4555. Канал этого типа должен содержать распознаватель стандартов, управляющий коммутацией цепей.

2. *Раздельные, включенные параллельно, каналы цветности на разные стандарты.* При использовании полупроводниковых БИС такое решение не вызывает существенного увеличения числа комплектующих элементов. Вместе с тем оно упрощает, когда это необходимо, выпуск на той же элементной базе одностандартного канала.

3. *Использование принципа транскодирования.* В первых моделях таких каналов цветности применялись конверторы-приставки. Затем на их базе были созданы микросхемы. Недостаток такого решения—необходимость использования всего комплекта микросхем, когда требуется принимать только один стандарт СЕКАМ.

4.2. Комбинированные узлы СЕКАМ/ПАЛ

Путем переключения внутренних цепей часть узлов канала цветности может использоваться как в режиме СЕКАМ, так и ПАЛ. В каналах на дискретных элементах удается объединить БЦС и блок задержки. В микросхемах применяют также общие для разных систем демодуляторы. Рассмотрим особенности выполнения комбинированных узлов.

Демодулятор. Частотный детектор на базе аналогового перемножителя может работать как синхронный детектор ПАЛ или НТСЦ мультипликативного типа. Для этого отключается фазовращающий контур и на второй вход перемножителя подается опорная поднесущая. Такое решение использовано в микросхеме TCA650 (К174ХА8). На рис. 4.1 приведена электрическая схема этого узла. Дифференциальный усилитель *VT71—VT73* управляется напряжением $E_{п/с}$ от распознавателя систем (12 В в режиме ПАЛ, 0 В — в режиме СЕКАМ). В режиме СЕКАМ открывается транзистор *VT68*, и на эмиттеры *VT67*, *VT70* перемножителя поступает входной сигнал, прошедший фазовращатель. Когда принимается сигнал ПАЛ, *VT68* закрывается, а *VT69* открывается. В результате на перемножитель подается опорный сигнал $U_{оп}$ от генератора поднесущей, что обеспечивает демодуляцию сигнала ПАЛ. Подобного типа демодуляторы использованы также в микросхеме TDA4555.

Блок цветовой синхронизации. Путем переключения цепей дискретный фазовый детектор, входящий в состав генератора опорной поднесущей ПАЛ, может быть преобразован в частотный детектор. Тогда БЦС ПАЛ превращается в БЦС СЕКАМ [4.1]. Пример выполнения

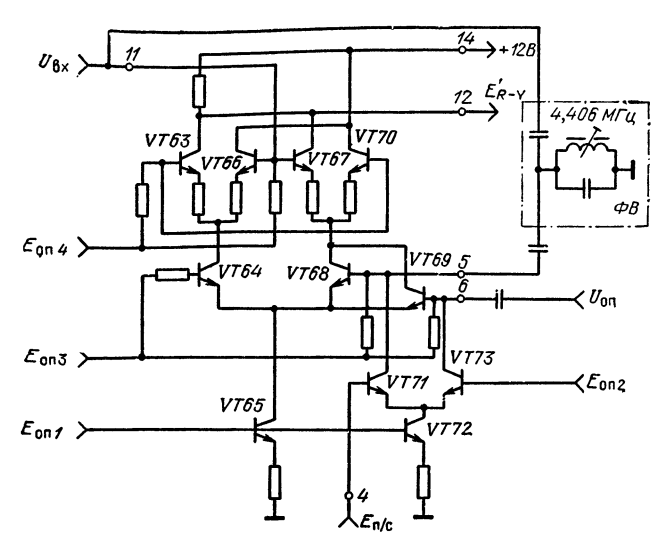


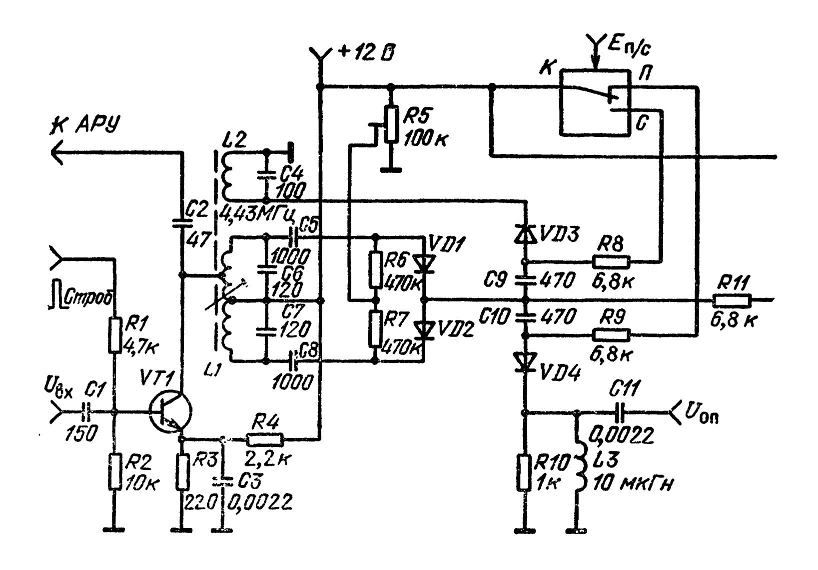
Рис. 4.1. Демодулятор сигналов ПАЛ/СЕКАМ микросхемы ТСА650

такой схемы дан на рис. 4.2. В интервалы гашения по строкам на базу *VT1* поступает сигнал цветности, В режиме ПАЛ переключатель *К* переводят в положение «*П*». При этом отпирается диод *VD4* и на фазовый детектор поступает опорная поднесущая ПАЛ от ГУН. В результате система ФАПЧ обеспечивает совмещение фазы сигнала ГУН с осью *R—Y*. В режиме СЕКАМ на базу *VT1* поступают опорные пакеты поднесущей. Переключатель *К* устанавливают в положение «*С*». Отпирается диод *VD3*, и на среднюю точку диодов *VD1*, *VD2* проходит сигнал с дополнительной обмотки *L2* на контуре *ФД*. Фазовый детектор преобразуется в частотный. На базе *VT2* выделяется сигнал полустрочной частоты, обеспечивающий синхронизацию фазы триггера *СТ*.

Блок цветовой синхронизации микросхемы ТСА640 (см. рис. 2.89) рассчитан на работу как от сигнала СЕКАМ, так и от ПАЛ. В режиме ПАЛ на вывод *16* микросхемы поступает напряжение АРУ от микросхемы ТВА540. Это напряжение при неправильной фазе триггера увеличивается до 12 В. При этом открывается транзистор VT55, что предотвращает срабатывание устройства по сигналу СЕКАМ, и *VT59*, вызывая открывание *VT52* и закрывание *VT44*, т. е. остановку счетного триггера. Когда фаза триггера правильна, напряжение АРУ уменьшается до значений менее 4 В. Транзисторы *VT59* и *VT60* закрываются, что вызывает включение канала цветности.

Входной фильтр. Фильтр КВП может быть преобразован в полосовой фильтр ПАЛ путем подключения дополнительного шунтирующего резистора, расширяющего полосу пропускания контура. Это решение применяется в декодерах ПАЛ/СЕКАМ на микросхемах серии ТСА (см. рис. 3.30).

В режиме СЕКАМ напряжение $E_{п/с}$, вырабатываемое распознавателем систем, равно нулю. Диод *VD1* поддерживается в запертом состоянии, и контур *L1 C3*, добротность которого определяется номиналом резистора *R4*, выполняет функции КВП. В режиме ПАЛ $E_{п/с} = 12$ В. Диод *VD1* отпирается, *R3* шунтирует КВП, и его полоса про-



пускания расширяется до 2 МГц, что позволяет выделять составляющую цветности ПАЛ из полного видеосигнала.

Блок задержки. На рис. 4.3 показана электрическая схема двухстандартного блока задержки СЕКАМ/ПАЛ. Сигнал на УЛЗ подается с выхода усилительного каскада *VT1*, общего для двух стандартов. Управляющее напряжение $E_{п/с}$ в режиме ПАЛ отпирает *VD1* и запирает *VD2*. При этом прямой сигнал через *VD1* поступает на среднюю точку катушки *L2*, что обеспечивает разделение компонент U_u и U_v. В режиме СЕКАМ *VD1* запирается, а *VD2* отпирается. На коммутатор СЕКАМ прямой сигнал поступает с потенциометра *R4* на входе УЛЗ через усилительный каскад *VT2*. Задержанный сигнал с одного из выводов *L2* проходит через *VT3* на второй вход коммутатора. Демодуляторы ПАЛ и СЕКАМ в каналах на дискретных элементах обычно не объединяют.

Для перестройки режима работы комбинированных узлов необходимо управляющее напряжение, которое вырабатывается специальным распознавателем типа принимаемого сигнала.

4.3. Распознаватели систем цветного телевидения

Для определения типа принимаемого сигнала можно использовать различие частот защитных пакетов поднесущей СЕКАМ и вспышек ПАЛ. На этом принципе основан распознаватель, предложенный в [4.2]. Распознаватель содержит (рис. 4.4, *а*) ключ *К*, управляемый стробирующими импульсами, частотный детектор *ЧД*, интегрирующую цепь *ИЦ* и триггер Шмитта *ТШ*. Нулевая точка АЧХ *ЧД* настроена на частоту защитных пакетов поднесущей в строках U_R сигнала СЕКАМ (рис. 4.4, *б*). Когда принимается сигнал ПАЛ, вспышки, имеющие частоту 4,43 МГц, создают на выходе *ЧД* положительные импульсы

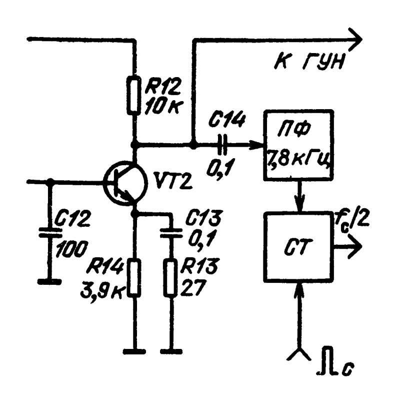


Рис. 4.2. Блок цветовой синхронизации СЕКАМ/ПАЛ

строчной частоты (рис. 4.4, *в*). Если на вход устройства поступает сигнал СЕКАМ, защитные пакеты поднесущей в строках $U_в$ после детектирования преобразуются в импульсы отрицательной полярности (рис. 4.4, *г*), повторяющиеся через строку. На выходе интегрирующей цепи из импульсов формируется постоянное напряжение положительной или отрицательной полярности, которое переключает триггер Шмитта. Напряжение с выхода триггера Шмитта используется для перевода канала цветности в режим ПАЛ или СЕКАМ, в зависимости от типа принимаемого сигнала.

Рис. 4.3. Электрическая схема блока задержки СЕКАМ/ПАЛ

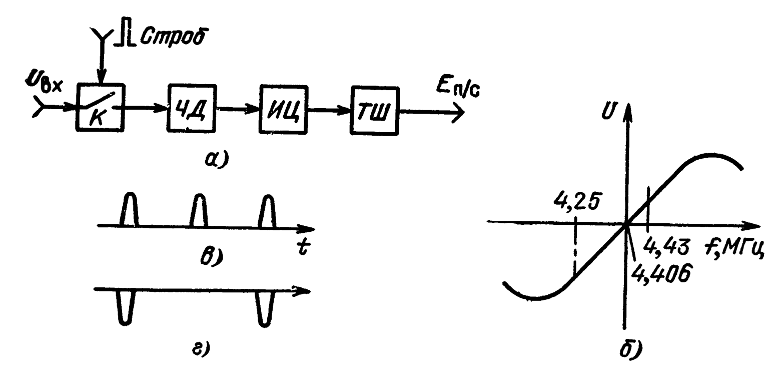


Рис. 4.4. Распознаватель систем [88]:

а — функциональная схема; б — АЧХ ЧД; в — импульсы на выходе ЧД при приеме сигнала ПАЛ; г — импульсы на выходе ЧД при приеме сигнала СЕКАМ

В двухстандартных каналах цветности на микросхемах TCA640, TCA650 и TBA540 для распознавания типа принимаемого сигнала обычно используется разность напряжений на накопительных конденсаторах БЦС, подключенных к выводам *9* и *10* микросхемы TCA640. Когда принимается черно-белая программа или сигнал ПАЛ, разность напряжений близка к нулю. Если на вход канала поступает сигнал СЕКАМ, разность напряжений увеличивается до 0,2...0,3 В. Этот перепад напряжения подают на вход усилителя постоянного тока, с выхода которого снимают управляющее напряжение, меняющееся при переходе от режима СЕКАМ к режиму ПАЛ от нуля до 12 В. Устойчивость такого распознавателя получается невысокой, так как БЦС СЕКАМ в микросхеме TCA640 иногда срабатывает от сигнала ПАЛ. Поэтому предложен другой вариант распознавателя, в котором для управления режимом работы канала используется напряжение АРУ, вырабатываемое микросхемой генератора опорной поднесущей ПАЛ TBA540 [4.3]. Когда принимается черно-белая программа или сигнал СЕКАМ, это напряжение составляет 4 В. Если на вход канала поступает сигнал ПАЛ, а фаза триггера в TCA640 правильна, напряжение АРУ уменьшается до 2...2,5 В. Если же фаза триггера неправильна, напряжение возрастает до 10...12 В.

Чтсбы из напряжения АРУ сформировать сигнал управления $E_{п/с}$, применяется так называемый дискриминатор окна (рис. 4.5). Если напряжение АРУ меньше 3 В, *VT1* закрыт, а *VT2* открыт. При $E_{АРУ} >$ >5 В открывается опорный диод *VD1* и транзистор *VT2*. При 0,3 В$<$ $<E_{АРУ}<5$ В открывается *VT1* и на выходе инвертирующего транзистора *VT3* напряжение равно нулю, что соответствует режиму СЕКАМ. Если $E_{АРУ}<0,3$ В и $E_{АРУ}>5$ В, коллекторное напряжение *VT3* равно 12 В (режим ПАЛ).

Рассмотренный распознаватель использован в телевизоре «Идеал-Колор 3600» фирмы ИТТ. Недостатком этого распознавателя являются помехи, создаваемые работающим генератором ПАЛ в режиме, когда принимается сигнал СЕКАМ. Этот недостаток устранен в распознавателе, функциональная схема которого дана на рис. 4.6. Входной сигнал

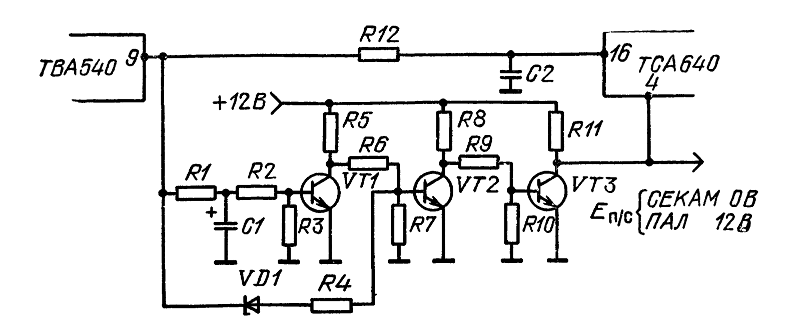


Рис. 4.5. Распознаватель систем [4.3]

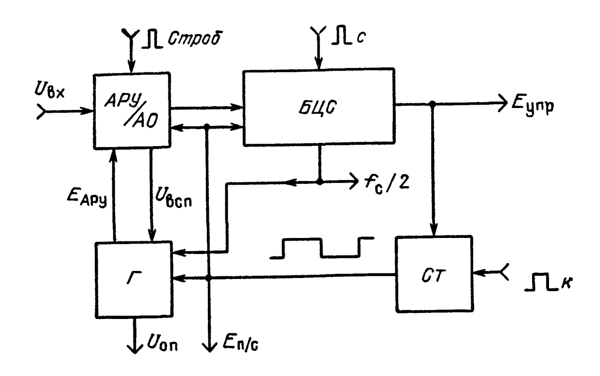


Рис. 4.6. Распознаватель систем [4.4]

проходит через систему АРУ, которая в режиме СЕКАМ преобразуется в амплитудный ограничитель (как в микросхеме TCA640). Управляющее напряжение АРУ вырабатывается в генераторе *Г* опорной поднесущей. Счетный триггер *СТ* управляется импульсами полей, и на его выходе выделяется меандр напряжения кадровой частоты. Вход блокирования триггера соединен с выходом выключателя цветности, входящего в состав БЦС. Триггер переключается импульсами полей, когда принимается черно-белая программа, и блокируется напряжением $E_{упр}$ при приеме цветной программы по любой из двух систем ЦТ. Выходное напряжение триггера используется как сигнал $E_{п/с}$, принудительно переключающий канал цветности из режима ПАЛ в режиме СЕКАМ и обратно. Если на вход канала поступает сигнал СЕКАМ, а напряжение на выходе *СТ* соответствует режиму ПАЛ, триггер переключается очередным импульсом полей и переводит систему в режим СЕКАМ. Генератор ПАЛ выключается, входной каскад переходит в режим амплитудного ограничения. Блок цветовой синхронизации сработает, и на выходе выключателя цветности появится напряжение $E_{упр}$, которое включает канал цветности и блокирует *СТ* в состоянии, соответствующем приему сигнала СЕКАМ. Блокирование поддерживается до тех пор, пока принимается сигнал СЕКАМ. После переключения селектора каналов телевизора на прием черно-белой программы *СТ* вновь начи-

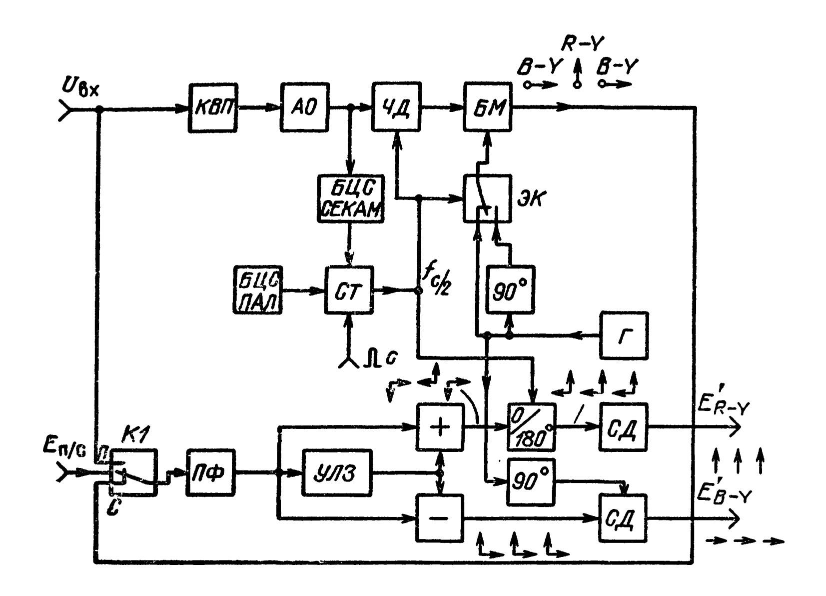


Рис. 4.7. Функциональная схема канала цветности СЕКАМ/ПАЛ с конвертором [4.5]

нает работать и система переходит в режим поиска. Когда на вход канала цветности поступит сигнал ПАЛ, *СТ* будет блокирован напряжением $E_{упр}$ в режиме, обеспечивающем демодуляцию сигнала ПАЛ. Так как в рассматриваемой системе генератор поднесущей работает только при приеме программы ПАЛ, исключаются помехи, вызванные интерференцией опорной поднесущей с сигналом цветности СЕКАМ.

Распознаватель подобного типа применен в микросхеме декодера TDA4555 фирмы «Филипс», обеспечивающей демодуляцию сигналов цветности четырех систем: ПАЛ, СЕКАМ, НТСЦ (3,58 МГц) и НТСЦ (4,43 МГц). Опрос производится с частотой, равной $^1/_4$ частоты полей, и система блокируется после срабатывания БЦС, когда канал соответствует принимаемому стандарту.

4.4. Двухстандартные накалы цветности конверторного типа

Впервые конвертор, обеспечивающий прием сигнала СЕКАМ на стандартный телевизор ПАЛ, был предложен в [4.5]. Функциональная схема такого устройства дана на рис. 4.7. Необходимый режим работы канала устанавливается переключателем *К1*, который управляется напряжением $E_{п/с}$ от распознавателя систем. В режиме ПАЛ ключ *К1* переводится в положение *П* и сигнал проходит обычные цепи канала ПАЛ: полосовой фильтр *ПФ*, блок задержки и синхронные детекторы *СД*. Когда принимается программа СЕКАМ, *К1* переводят в положение *С*. Сигнал проходит корректор высокочастотных предыскажений КВП, амплитудный ограничитель *АО* и одиночный частотный

детектор *ЧД*, на выходе которого выделяются чередующиеся цветоразностные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. На *ЧД* подан меандр напряжения полустрочной частоты, меняющий на каждой второй строке нулевую частоту *ЧД*, так, что уровни черного в цветоразностных сигналах оказываются одинаковыми. Демодулированные цветоразностные сигналы поступают на амплитудный балансный модулятор *БМ*, на который подан опорный сигнал от генератора поднесущей ПАЛ. Коммутатор *ЭК* меняет в каждой второй строке фазу опорного сигнала на 90°.

На выходе балансного модулятора выделяется так называемый сигнал псевдо-ПАЛ, в котором на каждой строке присутствует только одна составляющая сигнала цветности: U_u или U_v. После прохождения блока задержки ПАЛ в каждой строке появляются две квадратурные компоненты (векторные диаграммы сигналов показаны стрелками на рис. 4.7). Сигналы на входах синхронных детекторов получаются такими же, как в канале цветности НТСЦ, т. е. на входе каждого *СД* присутствуют обе компоненты: U_u и U_v, находящиеся в квадратуре. Отсюда главный недостаток конвертора — фазовые погрешности генератора опорной поднесущей, балансного модулятора и других звеньев канала вызывают перекрестные искажения между сигналами E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Настройка канала цветности с конвертором довольно сложна.

В 1981 г. американская фирма «Моторола» разработала комплект микросхем под названием «Хрома-3». Комплект состоит из двух БИС, TDA3300 и TDA3030 и обеспечивает демодуляцию сигналов ПАЛ, СЕКАМ и НТСЦ [4.6]. Видеопроцессор TDA3300 содержит канал цветности ПАЛ, который может переводиться в режим демодуляции сигнала НТСЦ, электронные регуляторы контрастности, насыщенности и яркости, матрицу *RGB*, а также систему автоматической установки уровней черного в выходных сигналах. Микросхема TDA3030 содержит конвертор СЕКАМ/ПАЛ с улучшенными параметрами. На рис. 4.8 приведена упрощенная функциональная схема комплекта «Хрома-3». Когда принимается программа ПАЛ, ключи *К1—К3* находятся в положении *П*. Сигнал цветности проходит полосовой фильтр и поступает на вывод *1* микросхемы TDA3300. После устройства *АРУ* и регулятора насыщенности *НАС* сигнал цветности выводится из микросхемы через выводы *3*, *4* и подается на блок задержки. Разделенные компоненты U_u и U_v проходят через ключи *К2*, *К3* микросхемы TDA3030 и вводятся в микросхему TDA3300 (выводы *7*, *8*), где демодулируются синхронными детекторами *СД*.

Если принимается программа СЕКАМ, то сигнал цветности проходит корректор высокочастотных предыскажений *КВП* и демодулируется в микросхеме TDA3030 одиночным *ЧД*. Частотный детектор выполнен в виде аналогового перемножителя с внешним фазовращающим контуром *L1C1*. Резистор *R2* служит для выравнивания уровней черного в строках *R—Y* и *B—Y*. Демодулированный сигнал проходит в блок цветовой синхронизации *БЦС*, который формирует меандр напряжения полустрочной частоты и управляющее напряжение $E_{упр}$, переводящее ключи *К2* и *К3* в положение *С*. После внешней цепи коррекции низкочастотных предыскажений (*С3*, *R3*) демодулированный цветоразностный сигнал с выровненными уровнями черного проходит в балансный модулятор *БМ*, на который подан опорный сигнал от генератора поднесущей микросхемы TDA3300 (вывод *12*). С выхода *БМ* сигнал цветности через ключ *К1* проходит в микросхему TDA3300.

В режиме СЕКАМ работа этой микросхемы меняется. Напряжение $E_{упр}$ от БЦС СЕКАМ подается на ключ *К1*, переводя его в положение

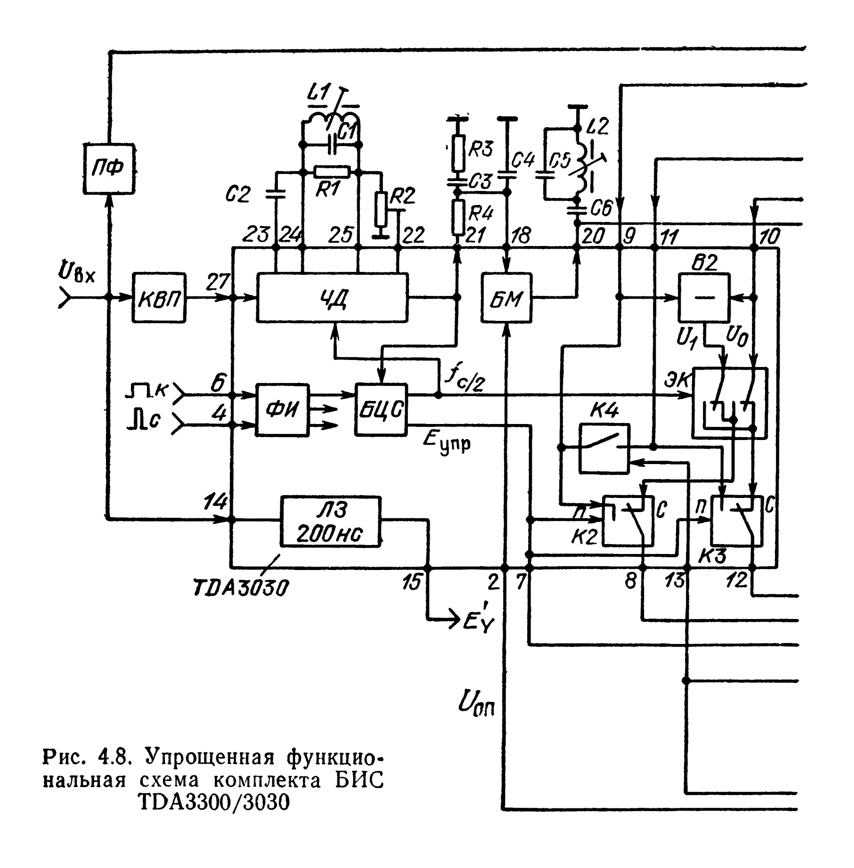
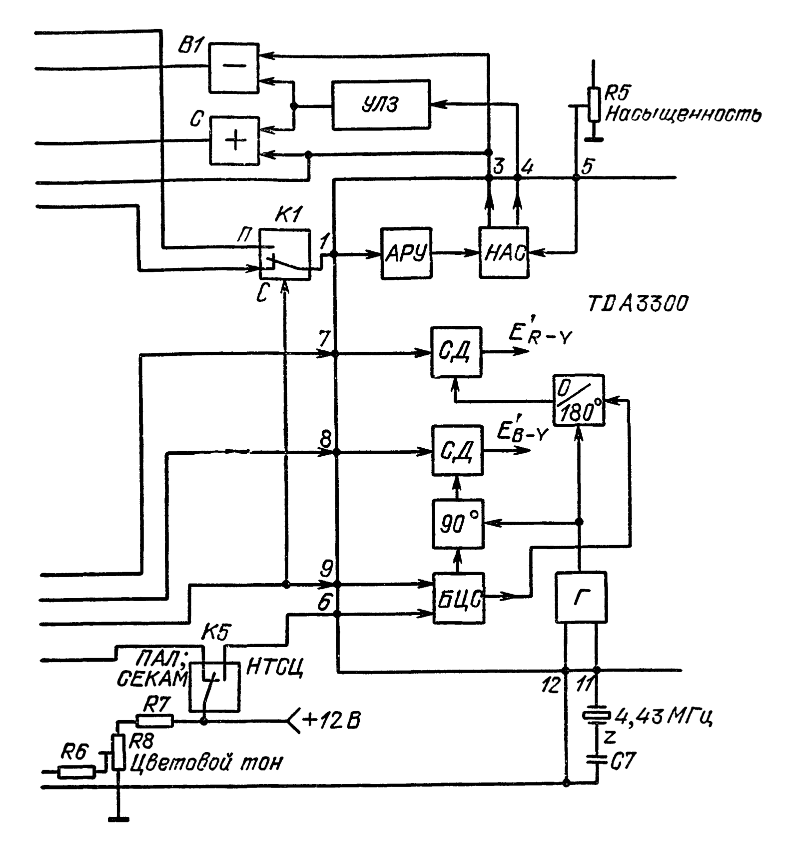


Рис. 4.8. Упрощенная функциональная схема комплекта БИС TDA3300/3030

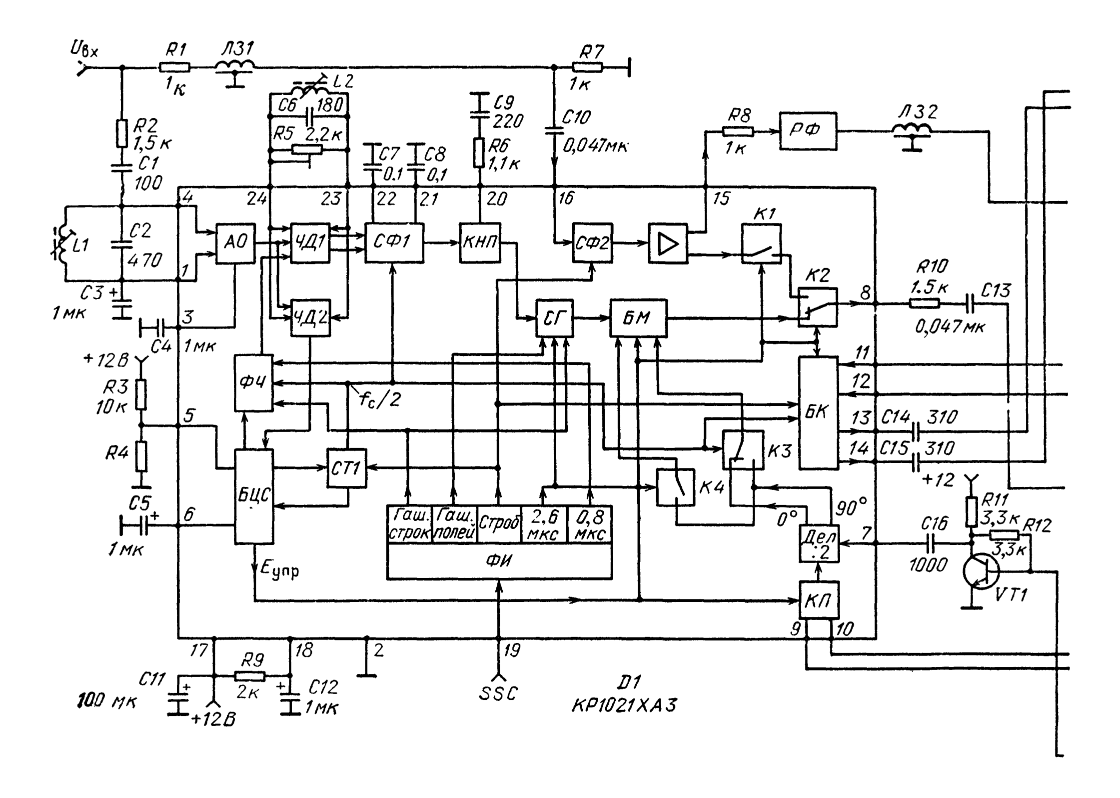
С и на вывод *9* микросхемы TDA3300, где выключает фазовращатель 90° и коммутатор ПАЛ. Поэтому на оба синхронных детектора и на *БМ* поступает опорная поднесущая с одинаковой фазой, совпадающей с осью *R—Y*. После *АРУ* и регулятора насыщенности прямой сигнал U_0 проходит через контакт *10* TDA3030 на первый вход коммутатора СЕКАМ (*ЭК*). На второй вход этого коммутатора подается сигнал с выхода вычитателя *В2*, равный разности сигналов с двух выходов блока задержки: $U_0+U_1-(U_0-U_1) = 2U_1$, т. е. задержанный сигнал. На выходах коммутатора составляющие U_u и U_v разделяются. Затем эти составляющие проходят в микросхему TDA3300, где демодулируются синхронными детекторами. Таким образом, в отличие от обычного канала цветности с конвертором, комплéкт «Хрома-3» обеспечивает в режиме СЕКАМ разделение компонент U_u и U_v на входах синхронных детекторов. Поэтому фазовые погрешности в сигналах не вызывают перекрестных искажений, а лишь незначительно уменьшают амплитуды цветоразностных сигналов. Недостатком комплекта является то, что паразитные связи в коммутаторе *ЭК* микросхемы TDA3030 создают перекрестные искажения между цветоразностными сигналами, так как составляющие U_u и U_v синфазны.



Несколько лучшие результаты дают микросхемы конверторов СЕКАМ типов TDA3590, TDA3591 и TDA3590A, разработанные фирмой «Филипс». Устройство этих БИС практически одинаково. Они применяются совместно с видеопроцессорами ПАЛ TDA3560, TDA3561 или TDA3562A [4.7]. Отечественная промышленность разработала функциональные аналоги микросхем TDA3591 и TDA3562A—КР1021ХА3, КР1021ХА4. На рис. 4.8 приведена структурная схема двухстандартного канала цветности СЕКАМ/ПАЛ на этих микросхемах.

Сигнал цветности, прошедший фильтр КВП (*L1C2*), подводится к выводам *4,1* микросхемы КР1021ХА3. После амплитудного ограничителя *АО* сигнал поступает на два параллельно включенных частотных детектора. Один из них *ЧД1* служит для демодуляции сигнала цветности СЕКАМ, а второй (*ЧД2*) — для выделения сигнала цветовой синхронизации, который затем подается в блок цветовой синхронизации (*БЦС*).

Когда принимается сигнал ПАЛ, в котором частоты вспышек одинаковы во всех строках, *БЦС* опознает его как «не СЕКАМ». При этом замыкается ключ *К1*, а *К2* соединяет выход *К1* с выводом *8* микросхемы. Полный цветовой видеосигнал ПАЛ проходит линию задержки *ЛЗ1*, устройство фиксации *СФ2* и выводится из микросхемы через кон-


Uвх
R1
1к
ЛЗ1
R7
1к
L2
C6
180
R5
2,2к
C9
220
R6
1,1к
C10
0,047мк
R8
1к
РФ
ЛЗ2
R2
1,5к
C1
100
C7
0.1
C8
0,1
4
24
23
22
21
20
16
15
L1
C2
470
АО
ЧД1
СФ1
КНП
СФ2
К1
1
ЧД2
СГ
БМ
К2
C3
1мк
3
C4
1мк
8
R10
1.5к
C13
0,047мк
+12В
R3
10к
ФЧ
$f_c/2$
11
12
БК
13
C14
310
14
C15
310
5
R4
БЦС
СТ1
К3
К4
+12
R11
3,3к
R12
3,3к
C5
1мк
6
Гаш. строк
Гаш. полей
Строб
2,6 мкс
0,8 мкс
ФИ
0°
90°
Дел :2
7
C16
1000
VT1
$E_{упр}$
КП
9
10
17
18
2
19
R9
2к
C11
100 мк
+12В
C12
1мк
SSC
D1
КР1021ХА3

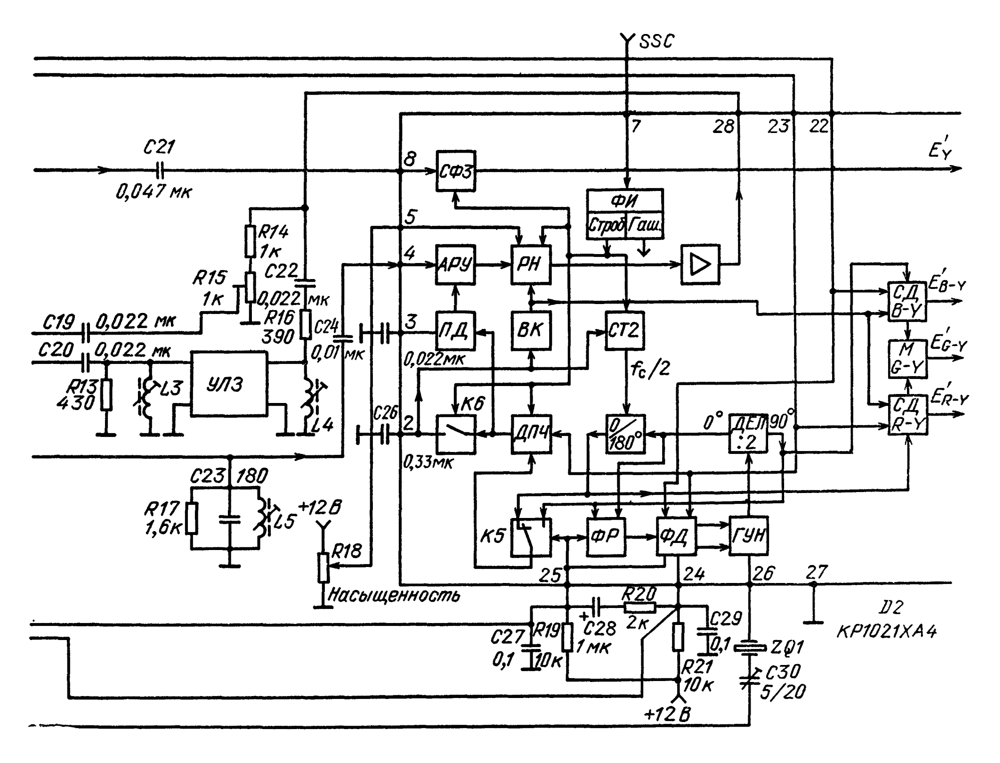


Рис. 4.9. Функциональная схема канала цветности СЕКАМ/ПАЛ на микросхемах КР1021ХА3, КР1021ХА4

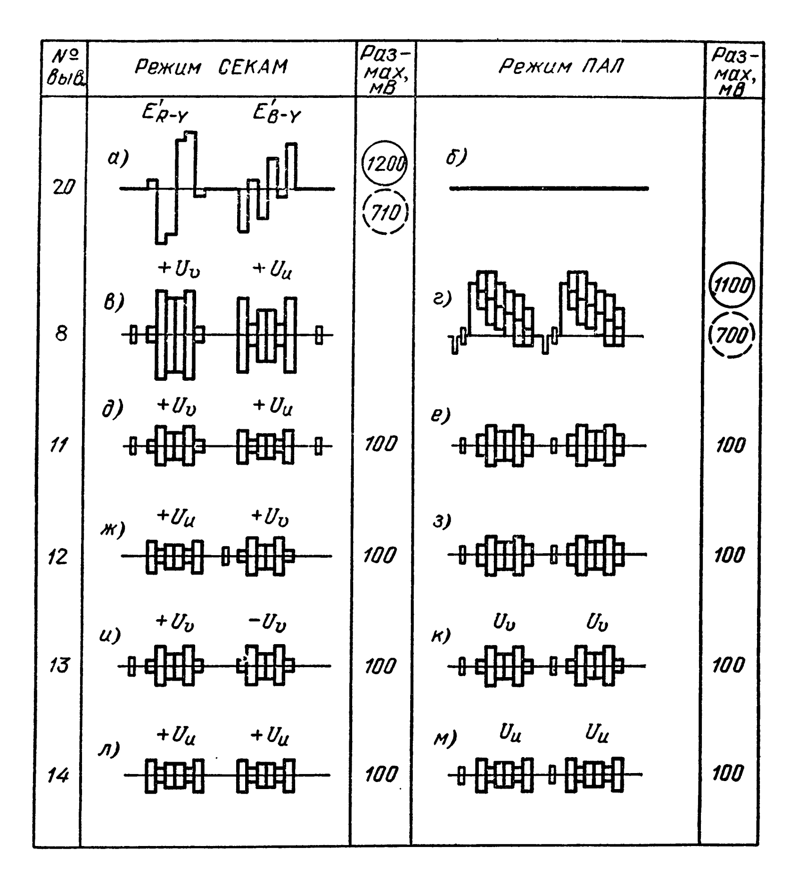


Рис. 4.10. Эпюры сигналов в схеме рис. 4.9

такты *15* и *8*. После режекторного фильтра *РФ* и второй линии задержки *ЛЗ2* сигнал яркости проходит через вывод *8* микросхемы КР1021ХА4, где производится фиксация уровня черного (*СФ3*), матрицирование и дальнейшая обработка. С вывода *8* КР1021ХА3 полный видеосигнал (рис. 4.10, *г*) проходит полосовой фильтр *L5C23*, выделяющий сигнал цветности, который вводится в КР1021ХА4 через вывод *4*. После цепи *АРУ* и оперативного регулятора насыщенности *РН* сигнал цветности ПАЛ через вывод *28* вновь выходит из КР1021ХА4 и подается на блок задержки. Благодаря стробированию регулятора насыщенности амплитуда вспышек в сигнале на выводе *28* поддерживается постоянной. Задержанный на строку сигнал цветности (рис. 4.10, *з*) поступает на вывод *12* КР1021ХА3. Одновременно на вывод *11* этой микросхемы с движка резистора *R15* снимается незадержанный сигнал цветности (рис. 4.10, *е*). Внутри микросхемы сигналы проходят в блок коммутации *БК*.

В режиме ПАЛ *БК* работает как матрица сигналов ПАЛ, разде-

ляющая составляющие U_v (рис. 4.10, *к*) и U_u (рис. 4.10, *м*), которые с выводов *13,14 D1* через конденсаторы *C14*, *C15* проходят на выводы *22*, *23 D2*. Составляющая U_v поступает на вход синхронного детектора *СД R—Y*, а U_u — на вход *СД B—Y*. Одновременно обе составляющие цветности подаются на входы фазового детектора *ФД* вспышки. Детектор является частью системы ФАПЧ, в состав которой входят также *ГУН* и фильтр нижних частот (дискретные внешние элементы *C27*, *R19*, *C28*, *R20*, *C29*, *R21*). Генератор, управляемый напряжением, работает на удвоенной частоте цветовой поднесущей ПАЛ (8,867238 МГц). В делителе *ДЕЛ* основная и инвертированная составляющие сигнала *ГУН* делятся по частоте на два. В результате формируются два опорных сигнала с частотой 4,433619 МГц, сдвинутые по фазе точно на 90°. Опорный сигнал с фазой 0° совпадает с осью *R—Y*. Через регулятор фазы *ФР* он подается на фазовый детектор *ФД*, где сравнивается со вспышками из принимаемого сигнала. Этот же опорный сигнал через коммутатор 0/180°, управляемый счетным триггером *СТ2*, поступает на синхронный детектор *R—Y*, где обеспечивает демодуляцию компоненты U_v. Опорный сигнал с фазой 90°, совпадающий с осью *B—Y*, подается на *СД B—Y*. Фаза вспышки меняется от строки к строке на угол ±135° относительно оси *B—Y*. Поэтому в режиме удержания ФАПЧ на выходе *ФД* выделяется напряжение прямоугольной формы. Если фаза опорного сигнала точно совпадает с осью *R—Y*, прямоугольный сигнал становится симметричным относительно оси времени и его постоянная составляющая уменьшается до нуля. При отклонении фазы опорного сигнала от оси *R—Y* в прямоугольном сигнале появляется постоянная составляющая того или иного знака, которая через ФНЧ поступает на вход управления *ГУН* и подстраивает его. В детекторе полустрочной частоты *ДПЧ* опорный сигнал с выхода коммутатора 0/180° сравнивается с сигналом U_v с вывода *23* микросхемы, фаза которого совпадает с осью *R—Y* и инвертируется от строки к строке. Детектор открывается строчными стробирующими импульсами от блока *ФИ* на время прохождения вспышек цветовой поднесущей. Таким образом, в *ДПЧ* сравниваются два сигнала, фазы которых имеют два чередующихся по строкам значения: 0 и 180°. Если сигналы синфазны, на выходе детектора выделяются следующие каждую строку положительные импульсы. Эти импульсы усиливаются и детектируются в пиковом детекторе *ПД*, а также проходят через ключ *К6* на вывод *2* микросхемы. На конденсаторах *C25* и *C26* выделяются постоянные напряжения.

Напряжение с выхода *ПД*, пропорциональное амплитуде цветовой поднесущей во входном сигнале, управляет исполнительной цепью АРУ, поддерживая постоянной амплитуду вспышек на выводе *28* микросхемы. Напряжение на *C26* (вывод *2* микросхемы) управляет цветовой синхронизацией и включением канала цветности. При правильной фазе коммутатора 0/180° в момент, когда положительное напряжение на выводе *2* достигает порогового значения (3,0 В), срабатывает выключатель цветности *ВК*, который деблокирует в активные интервалы строк регулятор насыщенности *РН* и синхронные детекторы *СД*. В результате осуществляется демодуляция сигналов U_u и U_v и оперативная регулировка насыщенности. В интервалы прохождения вспышек звено *РН* всегда открыто и его коэффициент передачи не зависит от положения потенциометра *R18* регулировки насыщенности. Поэтому даже при запертом канале цветности на выводе *28* микросхемы присутствуют вспышки ПАЛ.

Если фаза коммутатора 0/180° неправильна, импульсы на выходе *ДПЧ* получаются отрицательными и напряжение на выводе *2* начинает

уменьшаться Когда это напряжение становится меньше второго порогового значения (1,7 В), блокируется работа счетного триггера *СТ2*. В результате напряжение на выводе *2* микросхемы начинает увеличиваться. После того как оно превысит 3 В, *СТ2* вновь начинает работать. Если его фаза опять оказывается неправильной, процесс коррекции повторяется. При правильной фазе триггера на выходе *ДПЧ* выделяются положительные импульсы, и напряжение на выводе *2* растет, что приводит к открыванию канала цветности.

Примененная в КР1021ХА4 схема цветовой синхронизации отличается от используемой в большинстве других микросхем ПАЛ, где на детектор *ДПЧ* подают не цветовые поднесущие, а прямоугольный сигнал от *ФД* и меандр полустрочной частоты от *СТ*.

Рассмотрим теперь работу микросхем КР1021ХА3 и КР1021ХА4 в режиме СЕКАМ.

Блок БЦС микросхемы КР1021ХА3 может работать в разных режимах, которые определяются напряжением на выводе *5*, задаваемым внешним делителем *R3—R4*. Если $U_5<8$ В, БЦС работает в режиме построчной синхронизации. Когда $U_5>10{,}5$ В, БЦС переходит в режим кадровой цветовой синхронизации. В обоих режимах *ЧД2* выделяет импульсы полустрочной частоты с чередующейся полярностью. Эти импульсы сравниваются с меандром полустрочной частоты от *СТ* в детекторе, входящем в состав БЦС. Если фаза *СТ* правильна, на выходе детектора выделяются повторяющиеся каждую строку отрицательные импульсы, которые разряжают конденсатор *С5*, подключенный к выводу *6* микросхемы. Когда U_6 становится меньше 6,5 В, микросхема КР1021ХА3 переключается в режим СЕКАМ. Блок коммутации начинает работать как коммутатор СЕКАМ, ключ *К1* размыкается, а *К2* соединяет вывод *8* микросхемы с выходом балансного модулятора *БМ*. Частотный детектор *ЧД1* демодулирует сигнал цветности. На два выхода *ЧД1* поочередно по строкам выводятся неинвертированный сигнал E'_{B-Y} и инвертированный E'_{R-Y}. В результате обе компоненты оказываются положительной полярности. Коэффициент передачи в канале инвертированного сигнала сделан в 1,15 раз больше, чем в канале неинвертированного сигнала. Это обеспечивает принятое в стандарте ПАЛ соотношение модулирующих сигналов $E'_{R-Y}/E'_{B-Y} = 0{,}877/0{,}493$. Формирователь уровней черного *ФЧ* вводит в демодулированные сигналы площадки фиксации, совпадающие с уровнями черного. Режим работы *ФЧ* зависит от напряжения на выводе *5* микросхемы. Когда $U_5>2$ В, в сигналы вводятся искусственно сформированные площадки фиксации на расстоянии 1,5 мкс до начала активных интервалов строк. При $U_5<0{,}5$ В в качестве площадок фиксации используются демодулированные защитные пакеты поднесущих, передаваемые в интервалах строчного гашения. При этом для фиксации уровней черного применяются лишь участки демодулированного сигнала в конце защитных пакетов длительностью 0,8 мкс.

Для управления устройством *ФЧ* используют специально сформированные внутри микросхемы стробирующие импульсы. Это уменьшает влияние переходных процессов на стабильность уровней фиксации в демодулированном сигнале. Включенное после *ЧД1* устройство фиксации *СФ1* выравнивает постоянные составляющие двух сигналов и формируют единый цветоразностный сигнал с чередующимися компонентами E'_{R-Y} и E'_{B-Y} и одинаковыми уровнями черного. Этот сигнал (рис. 4.10, *а*) выводится на контакт *20* микросхемы. Внешняя цепь *R6*, *С9* обеспечивает коррекцию низкочастотных предыскажений. В устройстве гашения *СГ* подавляется сигнал на интервалах обратного хода по

полям. В сигнал E'_{R-Y} на место вспышки вводится стробирующий импульс. Длительность этого импульса 2,6 мкс.

Сформированная последовательность цветоразностных сигналов поступает на первый вход балансного модулятора *БМ*. На второй вход *БМ* через ключ *К3* подана опорная поднесущая 4,433619 МГц, фаза которой чередуется по строкам (0 и 90°). Опорный сигнал для *БМ* получается из сигнала *ГУН* микросхемы *D2*, имеющего частоту 8,867238 МГц. Этот сигнал через буферный каскад на транзисторе *VT1* подводится к выводу *7* микросхемы *D1*. Делитель частоты *ДЕЛ*, как и в микросхеме *D2*, формирует два опорных сигнала с частотой 4,433619 МГц и с фазами 0 и 90°. Через коммутатор *К3*, управляемый меандром напряжения от триггера *СТ1*, эти сигналы поочередно, через строку подводятся ко второму входу *БМ*.

Если фаза *СТ1* правильна, сигнал опорной поднесущей в строке *R—Y* имеет фазу 0°, а в строке *B—Y*—90°. Деление частоты опорных сигналов 8,8 МГц в микросхемах *D1* и *D2* осуществляется с помощью двух счетных триггеров, поэтому фазы полученных сигналов 4,43 МГц могут быть различными. Для обеспечения синфазности опорных сигналов 4,4 МГц выходы фазового детектора (контакты *24*, *25* микросхемы *D2*) соединены со входами компаратора фазы *КП* в микросхеме *D1* (контакты *9*, *10*). В режиме СЕКАМ такое соединение позволяет блокировать систему *ФАПЧ* и *ГУН* работает в режиме свободных колебаний. При этом фазовый детектор в микросхеме *D2* сравнивает фазу опорного сигнала на выходе делителя *ДЕЛ* с фазой вспышки в сигналах, поступивших от *D1* через выводы *22* и *23* *D2*. Если соотношение фаз неправильное, изменяется разность напряжений на выводах *24*, *25*, которая поступает на компаратор фазы *КП* в *D1*. Компаратор вырабатывает дополнительный импульс, подаваемый на триггер в звене *ДЕЛ*, что обеспечивает коррекцию фазы опорных сигналов, поступающих на *БМ*.

На выходе балансного модулятора *БМ* формируется сигнал псевдо-ПАЛ — чередующаяся по строкам последовательность составляющих U_u с фазой 90° без сигналов вспышек и U_v с фазой 0° с сигналами вспышек. Вспышки образуются на месте стробирующих импульсов 2,6 мкс, введенных в сигнал E'_{R-Y} в звене *СГ*. В моменты прохождения этих импульсов ключ *К4* подает на *БМ* цветовую поднесущую с фазой 90°. Через ключ *К2* и контакт *8* сигнал псевдо-ПАЛ (рис. 4.10, *в*) выводится из *D1* и поступает на полосовой фильтр ПАЛ (*L5C23*), используемый в режиме СЕКАМ для подстройки фазы сигнала. Через вывод *4* сигнал псевдо-ПАЛ вводится в *D2*. Здесь он, как и обычный сигнал ПАЛ, проходит цепь *АРУ*, регулятор насыщенности *НАС* и через вывод *28* подается на *УЛЗ* и потенциометр *R15*. Прямой сигнал с движка *R15* и задержанный — с выхода *УЛЗ* проходят через выводы *11* и *12* (рис. 4.10, *д* и *ж*) в блок коммутации *БК* *D1*. Блок коммутации в режиме СЕКАМ работает как двухполюсный коммутатор, управляемый от *СТ1*. В результате перераспределения сигналов на вывод *13* микросхемы каждую строку поступает составляющая U_v (рис. 4.10, *и*), а на вывод *14* — составляющая U_u (рис. 4.10, *л*). Вспышки в сигнале U_v сохраняются только в каждой второй строке, а сам сигнал U_v инвертируется в тех строках, где вспышки подавлены. Это необходимо для правильной работы микросхемы *D2*, рассчитанной на обработку сигнала ПАЛ, в котором составляющая U_v инвертирована на каждой второй строке.

Разделенные сигналы U_v и U_u проходят на выводы *22* и *23* *D2*. Составляющая U_u поступает на *СД B—Y*, а U_v — на *СД R—Y* и на

ДПЧ, где, как и в режиме ПАЛ, сравниваются по фазе составляющие U_v вспышки с опорным сигналом 0/180°. Если вспышки оказываются синхронными с опорным сигналом, на выходе *ДПЧ* выделяются положительные импульсы, присутствующие в каждой второй строке. После того как напряжение на выводе *2* микросхемы превысит пороговое значение 3 В, канал цветности включится. Если вспышки несинхронны с опорным сигналом, на выходе *ДПЧ* выделяются отрицательные импульсы. Напряжение на *С26* при этом уменьшается. Когда оно достигнет второго порогового значения 1,7 В, канал цветности закроется.

Так как в сигнале псевдо-ПАЛ вспышки присутствуют лишь в каждой второй строке, приращение напряжения на выводе *2* получается меньшим, чем в режиме ПАЛ, что иногда вызывает сбои в работе *БЦС*. Чтобы повысить надежность опознавания в режиме СЕКАМ, на вывод *2* КР1021ХА4 подают гасящие импульсы полей положительной полярности. Необходимо также, чтобы конденсатор *С26,* подключенный к этому выводу микросхемы, имел малую утечку.

Сигнал яркости в режиме СЕКАМ проходит те же цепи, что и в режиме ПАЛ. Сигнал цветности в режиме ПАЛ снимается после *ЛЗ1*, а в режиме СЕКАМ — до *ЛЗ1*. Поэтому в режиме СЕКАМ задержка сигнала яркости относительно сигнала цветности получается бóльшей на время задержки в *ЛЗ1*. Это необходимо для компенсации задержки сигнала цветности в КВП, частотном детекторе и балансном модуляторе.

Конверторная концепция выполнения двухстандартного канала цветности имеет следующие преимущества:

отсутствуют перекрестные искажения между сигналами цветности U_R и U_B;

в канале может быть применена УЛЗ ПАЛ, не обеспечивающая требований стандарта СЕКАМ в части подавления эхо-сигналов.

В то же время конверторный канал цветности имеет и недостатки:

введена дополнительная обработка сигнала — балансная модуляция поднесущей с последующей демодуляцией с помощью синхронных детекторов, которая ухудшает отношение сигнал-шум и вызывает затягивание цветовых переходов;

возможна интерференция между остатками цветовой поднесущей СЕКАМ в демодулированном сигнале и опорной поднесущей ПАЛ. Интерференция вызывает помеху в виде муара на изображении. При правильном выполнении монтажа этот вид искажений может быть в значительной степени подавлен;

в конверторном канале цветности увеличивается число дорогих элементов; даже если принимается только один стандарт СЕКАМ, необходим кварцевый резонатор, две линии задержки сигнала яркости, УЛЗ ПАЛ с высокой стабильностью задержки и т. д.

4.5. Каналы цветности на три и более стандартов

Большинство современных комплектов БИС декодеров СЕКАМ/ПАЛ позволяет принимать программы по стандарту НТСЦ. Так, комплект «Хрома-3» (рис. 4.8) может без всякой переделки демодулировать сигнал НТСЦ с частотой поднесущей 4,43 МГц. Для этого ключ К5 переводится в положение «НТСЦ». В результате напряжение на выводе *13* TDA3030 уменьшается с 12 В до значений, меньших 5 В. При этом в микросхеме замыкается ключ *К4* и складываются сигналы с выходов блока задержки: $U_0+U_1+(U_0-U_1)=2U_0$. На входы обоих синхронных детекторов через *К2* и *К3* поступает прямой сигнал, что

и требуется в канале цветности НТСЦ. Изменением с помощью потенциометра *R8* напряжения на выводе *13* в пределах 0...5 В регулируют цветовой тон, т. е. меняют фазу вспышки по отношению к фазе сигнала цветности. На рис. 4.8 фазовращающие цепи, входящие в состав TDA3030, не показаны. Для демодуляции сигнала НТСЦ с частотой поднесущей 3,58 МГц необходимо заменить кварцевый резонатор. В многостандартном декодере кварцы переключают с помощью дискретного коммутатора, выполненного на полевых транзисторах.

Сигнал НТСЦ можно демодулировать и с использованием комплекта КР1021ХА3/ХА4. Необходимые для этого изменения схемы канала рассмотрены в гл. 10.

В декодерах на микросхемах ранних выпусков введение режима демодуляции сигнала НТСЦ связано с определенными трудностями. Например, в микросхеме TBA540 цепь АРУ функционирует только в том случае, когда фаза вспышек меняется от строки к строке на $\pm 45°$. Поэтому приходится вводить в канал цветности дополнительное дискретное устройство для выработки управляющего напряжения АРУ. На рис. 4.11 приведена часть электрической схемы четырехстандартного декодера СЕКАМ, ПАЛ, НТСЦ (3,58 МГц), НТСЦ (4,43 МГц). Когда принимается сигнал СЕКАМ, срабатывает БЦС, входящий в состав TCA640. Разность напряжений на выводах *9* и *10* этой микросхемы проходит через усилитель постоянного тока *УПТ* и получившееся напряжение $E_{п/с}$ поддерживает в режиме СЕКАМ как микросхему TCA640, так и TCA650. Управление осуществляется по выводам *4* этих микросхем. Если принимаются программы ПАЛ или НТСЦ, $E_{п/с}=12$ В и микросхемы переводятся в режим ПАЛ. Чтобы различить системы ПАЛ и НТСЦ (3,58 МГц), специальное устройство, не показанное на рис. 4.10, измеряет частоту кадровых импульсов в принимаемом сигнале. Для стандарта ПАЛ эта частота равна 50 Гц, а для стандарта НТСЦ — 60 Гц. В зависимости от этого вырабатывается напряжение 0 или 12 В, поступающее на базу эмиттерного повторителя *VT1*. С его выхода снимается управляющий сигнал E_A. Когда принимается сигнал НТСЦ, E_A обеспечивает следующие переключения. Во-первых, с помощью диода *VD7* закорачивается на корпус задержанный сигнал на выходе *УЛЗ*. Во-вторых, отпирается диод *VD6* и закорачивается меандр напряжения полустрочной частоты, поступающий с вывода *12* TCA640 на TCA650 и TBA540. В-третьих, на вывод *10* TBA540 через *VD12* подается положительное напряжение, выключающее устройство формирования управляющего напряжения АРУ. Вместо этого включается дискретное устройство пикового детектора на транзисторах *VT4*, *VT5*, отпираемых стробирующими импульсами. На базу *VT4* с вывода *13* TCA640 поступают вспышки НТСЦ. Они детектируются, и получившееся постоянное напряжение подается на вывод *16* TCA640, где управляет работой исполнительной части цепи АРУ. В-четвертых, запирается транзистор *VT9*, включающий потенциометр регулировки цветового тона.

Второе вспомогательное устройство, не показанное на рисунке, измеряет разностную частоту несущих изображения и звука и тем самым определяет вариант принимаемого стандарта НТСЦ (с поднесущей 3,58 МГц или 4,43 МГц). В зависимости от этого второй управляющий сигнал принимает значения 12 или 0 В. Этот сигнал с помощью полевых транзисторов *VT10—VT13* переключает кварцевые резонаторы, а через транзистор *VT6* подключает к контуру, выделяющему сигнал вспышек, дополнительный конденсатор, меняющий его резонансную частоту. Стандарт НТСЦ с частотой цветовой поднесущей 4,43 МГц применяется только в видеомагнитофонах.

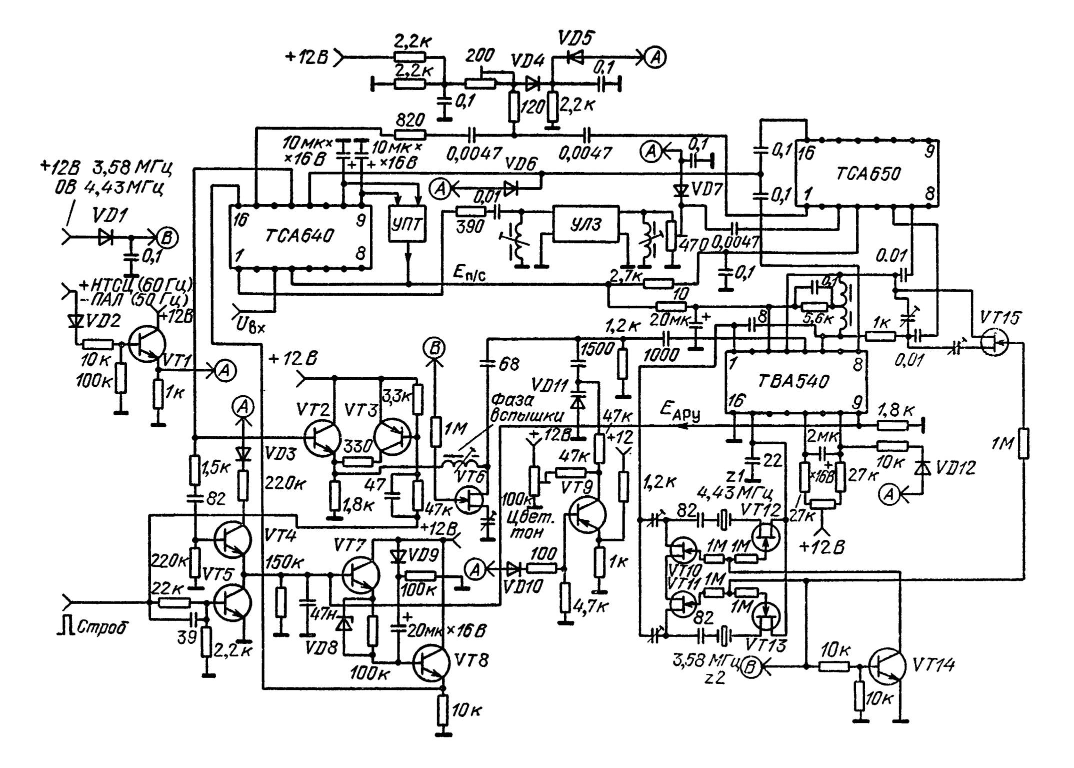


Рис. 4.11. Упрощенная электрическая схема канала цветности СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ на микросхемах серии TCA

Принцип многостандартного канала цветности с использованием общих для всех стандартов демодуляторов в виде аналоговых перемножителей получил дальнейшее развитие в микросхеме TDA4555, функциональный состав и схема включения которой рассмотрены в гл. 10.

В 1987 г. фирмой «Филипс» разработан комплект микросхем серии 8000 для трехстандартного аналого-цифрового декодера (рис. 4.12). В состав комплекта входят микросхемы TDA8452 (разделительные фильтры на ПЗС), TDA8451 (блок задержки на ПЗС), TDA8490 (канал цветности СЕКАМ) и TDA8461 (демодулятор ПАЛ/НТСЦ и видеопроцессор с управлением от цифровой шины I^2C) [4.8].

Электронный коммутатор *ЭК* в микросхеме TDA8452, управляемый по цифровой шине, позволяет подавать на вход декодера один из двух полных цветовых видеосигналов (например, с выхода радиоканала телевизора или с выхода видеомагнитофона). Внутри микросхемы выбранный сигнал поступает на входы двух нерекурсивных фильтров на *ПЗС*: режекторного (*РФ*), обеспечивающего затухание 25 дБ на частоте 4,43 МГц в режимах ПАЛ/СЕКАМ и 3,58 МГц в режиме НТСЦ, и полосового *ПФ*. В состав РФ входит устройство задержки на время 2,09 мкс. С выхода *РФ* сигнал яркости поступает на матрицу *RGB* в микросхеме TDA8461. Полосовой фильтр *ПФ* выделяет сигнал цветности ПАЛ или НТСЦ. Полоса пропускания фильтра на уровне —3 дБ составляет 1 МГц. Он создает задержку сигнала на 1,02 мкс. С выхода полосового фильтра сигнал цветности подается на демодуляторы ПАЛ/НТСЦ в микросхеме TDA8461.

Через устройство задержки *ЛЗ2* на время 0,85 мкс полный цветовой видеосигнал проходит на вход канала цветности СЕКАМ (на контур *КВП*, подключенный к выводу *3* микросхемы TDA8490).

Входные цепи этой микросхемы устроены так же, как в КР1021ХА3, — имеется два частных детектора — для основного сигнала и сигнала цветовой синхронизации с общим фазовращающим контуром. Основной *ЧД* имеет два инверсных выхода, которые открываются попеременно, через строку. На этих выходах выделяются следующие через строку цветоразностные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y} положительной полярности с введенными в них площадками фиксации уровней черного. После гашения обратного хода и коррекции низкочастотных предыскажений цветоразностные сигналы выводятся из микросхемы и подаются на входы двух линий задержки на *ПЗС* в микросхеме TDA8451. На эти же входы поступают цветоразностные сигналы с выходов демодулятора ПАЛ/НТСЦ микросхемы TDA8461. Опорные сигналы для демодулятора вырабатываются системой ФАПЧ, снабженной кварцевыми резонаторами 4,43 (ПАЛ) и 3,58 МГц (НТСЦ). Удвоенная опорная частота (8,8 МГц в режимах ПАЛ и СЕКАМ, 7,16 МГц — в режиме НТСЦ) поступает на микросхемы TDA8451 и TDA8452, где синхронизирует системы ФАПЧ, работающие на частотах 17,73 МГц (ПАЛ/СЕКАМ) или 14,32 МГц (НТСЦ). В TDA8452 этот сигнал используется в качестве тактового для управления нерекурсивными полосовым и режекторным фильтрами. Изменение тактовой частоты соответственно меняет положение максимума АЧХ полосового фильтра и частоту режектора. В микросхеме TDA8451 частота 17,73 МГц делится на четыре и используется в качестве тактовой для линий задержки. В режимах ПАЛ и СЕКАМ ключи *К1*, *К2* замкнуты. Сумматоры *С1* и *С2* обеспечивают в режиме СЕКАМ формирование следующих каждую строку сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. Если принимается сигнал ПАЛ, суммирование прямых и задержанных сигналов подавляет дифференциально-фазовые искажения. Когда в декодер поступает сигнал НТСЦ, ключи *К1*, *К2* размыка-

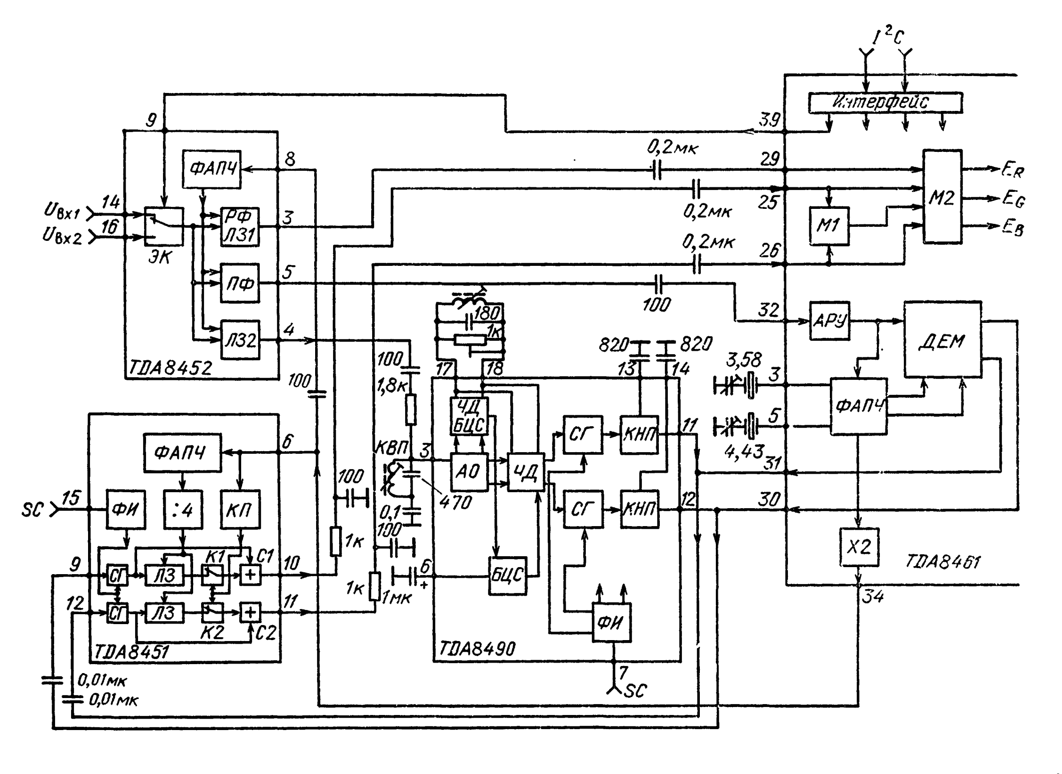


Рис. 4.12. Функциональная схема канала цветности СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ на микросхемах серии 8000

ются и через сумматоры проходят только прямые сигналы. Управление ключами осуществляется изменением постоянной составляющей опорного сигнала 8,8 МГц на выводе *34* TDA8461. В режиме ПАЛ постоянная составляющая равна 4,9, а в режиме НТСЦ — 7 В. Изменение постоянной составляющей опорного сигнала воздействует на компаратор *КП* в TDA8451, который и управляет ключами *К1, К2*.

Цветоразностные сигналы с выводов *10, 11* TDA8451 проходят в микросхему TDA8461, где после матрицы *М1* сигнала E'_{G-Y} происходит матрицирование сигналов E'_R, E'_G и E'_B (матрица *М2*). Оперативные регулировки в микросхеме TDA8461 осуществляются от центрального процессора по цифровой шине I^2C, подробно рассмотренной в гл. 5.

В заключение остановимся на особенностях настройки многостандартного канала цветности. В качестве примера рассмотрим настройку наиболее сложного канала на микросхемах КР1021ХА3, КР1021ХА4 (рис. 4.9). Настройку начинают с режима ПАЛ. На вход канала подают полный цветовой видеосигнал ПАЛ, модулированный сигналом цветных полос. Вывод *5* микросхемы *D2* соединяют с источником 12 В и замыкают выводы *24, 25*. При этом принудительно открывается канал цветности и блокируется работа ФАПЧ. Подключая к одному из выходов микросхемы (например, вывод *13*) осциллограф, настраивают частоту ГУН. Для этого вращают триммер *С30* до получения режима нулевых биений (осциллограмма неподвижна или медленно вращается вокруг оси времени). В качестве индикатора можно использовать и экран телевизора. При точной настройке получается неподвижное изображение цветных полос. Размыкают перемычку между выводами *24, 25*. На экране должно сохраниться неподвижное цветное изображение. Настраивают контур *L5C23* так, чтобы получился максимальный размах сигнала на выводе *4 D2*. Осциллограф подключают к выводу *22 D2*. В кодере ПАЛ выключают модуляцию сигналом U_u. Вращая движок потенциометра *R15* и сердечника в катушках блока задержки *L3, L4*, добиваются подавления остатков сигнала U_v в канале U_u.

Отключают от источника 12 В вывод *5 D2*. Регулятор насыщенности должен нормально работать.

Переходят к настройке режима СЕКАМ. На вход канала цветности подают полный цветовой видеосигнал СЕКАМ с модуляцией цветными полосами. Осциллограф через делительную головку с малой емкостью подключают к выводу *4 D1*. Настраивают КВП, вращая сердечник в *L1* до получения минимальной амплитудной модуляции сигнала цветности. Переносят вход осциллографа на вывод *20 D1*. Настраивая контур *L2*, добиваются включения канала цветности. При этом на экране осциллографа появляются чередующиеся по строкам цветоразностные сигналы E'_{B-Y} и E'_{R-Y} (рис. 4.10, *а*). Плавно вращая сердечник в *L2*, а также движок *R5*, совмещают площадки гашения в сигнале с уровнем черного. На выводе *8 D1* и на выводе *4 D2* должен появиться сигнал псевдо-ПАЛ (рис. 4.10, *в*). Когда канал цветности ПАЛ функционирует нормально, на выводе *28 D2* появляется усиленный сигнал псевдо-ПАЛ. Если опознавание в *D2* не срабатывает, на выводе *28* видны лишь вспышки. Причиной неустойчивой работы *БЦС* в *D2* может быть малое сопротивление утечки конденсатора *С26*, подключенного к выводу *2*.

При работе БЦС на экране телевизора появляется изображение цветных полос.

Комплект микросхем КР1021ХА3/ХА4 не позволяет независимо настраивать фазы сигналов в режимах ПАЛ и СЕКАМ. Поэтому если

при приеме сигнала СЕКАМ наблюдается разнояркость строк, ее уменьшают, подстраивая $R15$, т. е. несколько нарушая оптимальный режим ПАЛ.

ГЛАВА 5. КАНАЛ ЯРКОСТИ

5.1. Назначение и технические требования

В канале яркости осуществляются следующие функции: подавление составляющих сигнала цветности или разделение сигналов яркости и цветности; задержка сигнала яркости для обеспечения его совмещения во времени с цветоразностными сигналами; фиксация уровня черного; оперативная регулировка контрастности и яркости; ограничение токов лучей кинескопа.

Рассмотрим основные параметры канала яркости.

Коэффициент передачи по напряжению. Во всех современных телевизорах применяется модуляция кинескопа сигналами основных цветов. Размахи этих сигналов на катодах кинескопа обычно составляют до 100 В, размах сигнала на выходе видеодетектора примерно 2 В. Поэтому типовые значения коэффициента передачи всего тракта 50. Коэффициент передачи собственно канала яркости, т. е. участка тракта от видеодетектора до матрицы *RGB*, близок к единице. Большинство параметров, относящихся к сигналу яркости, нормируются для всего тракта — от видеодетектора до кинескопа.

Частотные свойства канала яркости. При выключенном фильтре режекции полоса пропускания всего видеотракта обычно составляет 6 МГц по уровню —3 дБ. Когда принимается цветная программа, полоса пропускания уменьшается и зависит от стандарта, по которому выполнен телевизор, а в многостандартных телевизорах — от типа принимаемого сигнала. Так как телевизионный сигнал имеет импульсный характер, удобно нормировать не АЧХ и ФЧХ канала, а искажения испытательного импульсного сигнала в виде стандартной испытательной строки, содержащей синусквадратичный импульс и прямоугольный импульс частоты строк. Синусквадратичный импульс должен иметь длительность $2T$, где $T=1/2f_в$; $f_в$— высшая частота канала. Если режекторный фильтр выключен, $f_в=6$ МГц и $2T=10^{-6}/6=166{,}6$ нс.

Нормируется [5.1] отношение размаха синусквадратичного $2T$-импульса к размаху прямоугольного импульса частоты строк (80...130 %). Кроме того, могут нормироваться искажения синусквадратичного импульса в виде частных K-факторов, подробно рассмотренных в разделе, касающемся измерений параметров канала. Из всех частных K-факторов учитывается тот, значение которого получилось максимальным.

Действующие нормы распространяются на весь тракт телевизора — от антенного входа до кинескопа — и составляют $K\leqslant8$. Ориентировочная норма для видеотракта до кинескопа $K\leqslant5$. Необходимо отметить, что стандартизованные нормы относятся к режиму приема черно-белой программы, когда режекторный фильтр выключен и полоса пропускания канала яркости близка к 6 МГц. Практически в настоящее время даже при передаче черно-белых фильмов цветовая поднесущая на телецентре не выключается, и полоса пропускания канала яркости в телевизорах существенно уменьшается благодаря действию режекторного фильтра. Однако нормы на импульсные характеристики канала яркости с режек-

тором пока не разработаны, так как искажения получаются разными, в зависимости от стандарта ЦТ и типа режекторного фильтра.

Параметры канала яркости в области верхних частот можно также нормировать, указывая максимально допустимую длительность фронта и среза прямоугольного импульса частоты строк (так называемого импульса T-полосы) и допустимые значения получающихся выбросов. Типовая норма для видеоканала без режекции цветовой поднесущей: длительность фронта $\leqslant 100$ нс, выбросы $\leqslant 10$ %.

Характеристики канала в области низких частот. Нормируется относительная неравномерность плоской части импульсов частоты строк и полей. Допустимое значение неравномерности для всего канала от антенного входа до кинескопа $\leqslant 7$ %. Ориентировочная норма на видеотракт $\leqslant 5$ %.

Нелинейные искажения сигнала яркости. Норма на весь тракт телевизора $\leqslant 20$ %. Типовая норма на видеотракт $\leqslant 12$ %. Измерения проводят при номинальных размахах выходных сигналов.

Неточность работы устройств фиксации уровня черного в сигнале яркости. Нормируются отклонения уровня черного в сигнале от уровня площадки фиксации при изменении сюжета изображения, при регулировке контрастности, изменении напряжения сети в допустимых пределах и при крайних рабочих значениях окружающей температуры. Абсолютная погрешность фиксации в каждом канале при действии всех дестабилизирующих факторов не должна превышать 5 % номинального размаха сигнала. Допустимая относительная нестабильность уровней черного между любыми двумя сигналами основных цветов $\leqslant 2$ %.

Расхождение во времени сигналов яркости и цветности. Норма на весь тракт телевизора $\leqslant 150$ нс.

Ограничение среднего тока лучей кинескопа. Устройство ограничения должно срабатывать, когда средний ток трех лучей превысит 1 мА. В канале яркости обычно нормируется пороговое значение управляющего напряжения от блока разверток, при котором размахи сигналов основных цветов на выходах видеоусилителей уменьшаются на 10 % номинала. Пиковые значения токов лучей могут существенно превысить пороговое значение, что повышает контрастность цветного изображения.

5.2. Методы разделения сигналов яркости и цветности

Во всех действующих системах ЦТ кроме Д2-МАК спектр сигнала цветности лежит в пределах спектра сигнала яркости. В результате возникают взаимные помехи между этими сигналами. Составляющие сигнала цветности, проникая в канал яркости, создают на изображении мешающую сетку. Хотя на передающей стороне приняты меры по уменьшению таких помех (балансная квадратурная модуляция в системах НТСЦ и ПАЛ, ослабление амплитуды ЧМ поднесущей фильтром высокочастотных предыскажений и коммутация ее фазы в системе СЕКАМ), этого оказывается недостаточно, и в телевизор приходится вводить дополнительные цепи, ослабляющие помехи. Простейший путь — включение в канал яркости режекторного фильтра, а в канал цветности — полосового фильтра.

Режекторный фильтр подавляет участок спектра, где передается сигнал цветности. Вместе с сигналом цветности подавляются и составляющие сигналы яркости, что понижает четкость изображения и вносит искажения в переходную характеристику тракта. В системах НТСЦ и ПАЛ, где частота цветовой поднесущей постоянна, режекторный

фильтр может быть относительно узкополосным. Частотная модуляция поднесущей в системе СЕКАМ вызывает существенное расширение спектра сигнала цветности. Соответственно приходится расширять и полосу режекторного фильтра. Недостаточное подавление сигнала цветности в телевизоре СЕКАМ создает не только мешающую сетку на изображении, но также и характерные помехи в виде строчной структуры на голубых и желтых полях. Появление таких помех объясняется тем, что в строках D_R и D_B сигнала СЕКАМ размахи поднесущей при передаче этих цветов сильно отличаются. Так, на голубом поле амплитуда цветовой поднесущей полного видеосигнала СЕКАМ размахом 1 В составляет в строках D_R и D_B соответственно 0,476 и 0,169 В. Если режекция недостаточна, остатки поднесущей в сигнале яркости детектируются кинескопом благодаря нелинейности его характеристик. Получающиеся в результате детектирования постоянные составляющие напряжения, разные в строках D_R и D_B, налагаются на сигнал яркости, создавая эффект жалюзи. Экспериментально установлено, что искажения становятся незаметными, если на частотах, соответствующих желтому полю в сигнале $D_B(f_1=4{,}25—0{,}23=4{,}02$ МГц) и голубому полю в сигнале $D_R(f_2=4{,}406+0{,}28=4{,}686$ МГц), режекция составляет не менее 15 дБ. На центральной частоте 4,286 МГц, где фильтр ВП дает максимальное ослабление цветовой поднесущей, глубина режекции может быть снижена до 8...9 дБ. Для выделения сигнала цветности в аналоговых телевизорах ПАЛ и НТСЦ используют простейшие полосовые фильтры, двухконтурные или даже в виде одиночного контура с малой добротностью. В декодерах СЕКАМ обычно роль полосового фильтра выполняет контур КВП. Полосовые фильтры не могут ослабить составляющие яркостного сигнала, лежащие в полосе сигнала цветности. В результате возникают помехи, которые в системе СЕКАМ проявляются в виде окрашивания мелкоструктурных черно-белых участков изображения, например для измерения четкости на универсальной испытательной таблице.

Замена обычных разделительных фильтров на фильтры с дискретной обработкой сигнала позволяет уменьшить искажения и исключить необходимость настройки. Наконец, переход к гребенчатым разделительным фильтрам существенно снижает взаимные помехи между сигналами яркости и цветности и повышает четкость изображения, но удорожает приемник.

Рассмотрим подробнее перечисленные классы разделительных фильтров.

5.2.1. Аналоговые разделительные фильтры

Электрическая схема простейшего одноконтурного режекторного фильтра приведена на рис. 5.1. Режектор настраивают на частоту f_0. В режимах ПАЛ и НТСЦ f_0 должна совпадать с частотой цветовой поднесущей. В режиме СЕКАМ f_0 обычно соответствует частоте, лежащей между значениями частот f_1 и f_2, например 4,286 МГц.

Коэффициент передачи фильтра [5.2]:

$$A(\omega)=\frac{R_2\left[r+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)\right]}{R_1\left[R_2+r+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)\right]+R_2\left[r+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)\right]}. \quad (5.1)$$

После преобразований, учитывая, что $L=Qr/\omega_0$, $C=1/(\omega_0 rQ)$, $\rho=$

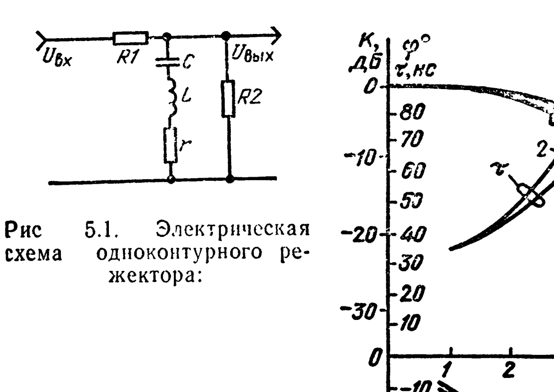


Рис 5.1. Электрическая схема одноконтурного режектора:

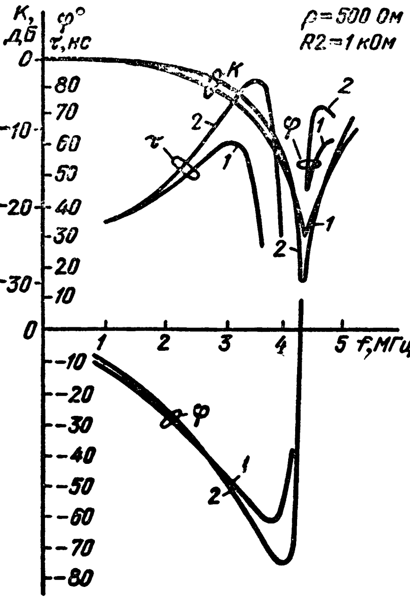


Рис. 5.2. Частотные характеристики одноконтурного режектора:

1 — Q=20; R1=780 Ом; 2 — Q=100; R1=770 Ом

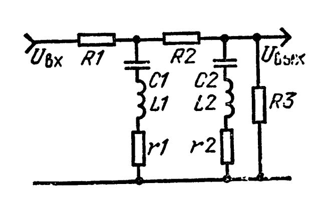


Рис. 5.3. Электрическая схема двухконтурного режектора

$=\omega_0 L=1/(\omega_0 C)$, находим выражения для модуля и фазы коэффициента передачи:

$$|A(\nu)|_{\text{дБ}} = 10\lg\left(A_0^2 \frac{1+Q^2\nu^2}{1+D^2\nu^2}\right), \tag{5.2}$$

$$\varphi(\nu) = \operatorname{arctg}\frac{\nu(Q-D)}{1+QD\nu^2}. \tag{5.3}$$

Здесь

$$A_0 = \frac{\rho(R_1+R_2)}{\rho(R_1+R_2)+R_1R_2Q}; \quad D = \frac{\rho Q(R_1+R_2)}{\rho(R_1+R_2)+R_1R_2Q};$$

$$\nu = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}.$$

Для определения характеристики ГВЗ возьмем производную от (5.3) по частоте

$$\tau(\nu) = -\frac{1}{2\pi}\left(\frac{1}{f_0}+\frac{f_0}{f_2}\right)\frac{(Q-D)(1-QD\nu^2)}{1+\nu^2(Q^2+D^2)+Q^2D^2\nu^4}. \tag{5.4}$$

На основании полученных зависимостей была составлена програм-

ма для расчета характеристик одноконтурного режекторного фильтра. Она приведена в приложении 19. Для разных значений добротности Q и заданных $R2$ и ρ определяются значения $R1$, при которых затухание на частотах 4,02 и 4,686 МГц превышает 15 дБ. Затем для найденных $R1$ вычисляются $K(f)$; и $\varphi(f)$ и $\tau(f)$. Результаты расчетов для $Q=20$ и 100 приведены на рис. 5.2. Даже при $Q=100$ полоса пропускания фильтра составляет всего 2,8 МГц, что заметно снижает четкость изображения. Лучшие результаты для СЕКАМ дает применение двухконтурного режекторного фильтра.

Электрическая схема двухконтурного режектора дана на рис. 5.3. Пусть контуры $L1C1$ и $L2C2$ настроены на частоты f_1 и f_2. Обозначив $\nu_1=f/f_1-f_1/f$; $\nu_2=f/f_2-f_2/f$, находим выражение для комплексного коэффициента передачи

$$A(\nu)=\frac{1-Q^2\nu_1\nu_2+jQ(\nu_1+\nu_2)}{B_1-Q^2\nu_1\nu_2+j(\nu_1B_2+\nu_2B_3)Q}, \tag{5.5}$$

где $B1=1+R1R2R3Q+\rho_1R3Q(R1+R2)+\rho_2R1Q(R2+R3)$; $B2=1+\rho_1R3Q(R1+R2)$; $B3=1+\rho_2R1Q(R2+R3)$.

Отсюда

$$|A(\nu)|=10\lg\frac{(1-Q^2\nu_1\nu_2)^2+Q^2(\nu_1+\nu_2)^2}{(B_1-Q^2\nu_1\nu_2)^2+Q^2(\nu_1B_1+\nu_2B_3)}, \tag{5.6}$$

$$\varphi(\nu)=\operatorname{arctg}\frac{Q[(\nu_1+\nu_2)(B_1-Q^2\nu_1\nu_2)-(1-Q^2\nu_1\nu_2)(\nu_1B_2+\nu_2B_3)]}{(1-Q^2\nu_1\nu_2)(B_1-Q^2\nu_1\nu_2)+Q^2(\nu_1+\nu_2)(\nu_1B_2+\nu_2B_3)} \tag{5.7}$$

Положив в (5.6) поочередно $\nu_1=0$ и $\nu_2=0$, определяем значения коэффициента передачи на частотах режекции

$$|A(\nu)|_{\nu_1=0}=10\lg\frac{1+Q^2\nu_2^2}{B_1^2+Q^2\nu_2^2B_3};$$

$$|A(\nu)_{\nu_2=0}=10\lg\frac{1+Q^2\nu_1^2}{B_1^2+Q^2\nu_1^2B_2}.$$

Так как $\nu_1^2\big|_{\nu_2=0}=\nu_2^2\big|_{\nu_1=0}$, условие одинакового затухания на частотах режекции сводится к равенству $B2=B3$, или

$$\rho_1R3(R1+R2)=\rho_2R1(R2+R3).$$

Отсюда

$$R2=R1\,R3\frac{\rho_2-\rho_1}{\rho_1R_3-\rho_2R_1}. \tag{5.8}$$

Режекторный фильтр реализуем при $\rho_2>\rho_1$. Возможны два варианта его выполнения.

1. $f_1>f_2$. Тогда конденсаторы в контурах могут быть выбраны с одинаковой емкостью:

$$C1=C2=\frac{1}{2}\pi f_1\rho_1;\qquad \rho_2=\rho_1f_1/f_2.$$

Индуктивности катушек получаются разными:

$$L1 = \rho_1/(2\pi f_1); \quad L2 = L1\, f_1/f_2.$$

2. $f_1 < f_2$. При этом одинаковыми могут быть индуктивности катушек:

$$L1 = L2 = \rho_1/(2\pi f_1); \quad \rho_2 = \rho_1 f_2/f_1.$$

Емкости конденсаторов должны быть разными:

$$C1 = 1/\left(2\pi f_1\, \rho_1\right); \quad C2 = C1 f_1^2/f_2^2.$$

Дифференцируя (5.7) по частоте, получаем выражение для характеристики ГВЗ:

$$\tau(\nu) = -\frac{Q\left[\left(\nu_1' D_1 + \nu_2' D_2\right) B_5 - \left(\nu_1 D_3 + \nu_2^2 D_4\right) B_4\, Q\right]}{B_4^2 + B_5^2}, \quad (5.9)$$

где $\nu_1' = (1/2\pi)\left(1/f_1 + f_1/f^2\right)$;

$$\nu_2' = (1/2\pi)\left(1/f_2 + f_2/f^2\right);$$

$$D_1 = (B_1 - B_2) + 2Q^2 \nu_1 \nu_2 (B_2 - 1) + Q^2 \nu_2^2 (B_3 - 1);$$

$$D_2 = (B_1 - B_3) + Q^2 \nu_1^2 (B_2 - 1) + 2Q^2 \nu_1 \nu_2 (B_3 - 1);$$

$$D_3 = 2B_2 \nu_1 + \nu_2 (B_3 + B_2 - B_1 - 1) + 2Q^2 \nu_1 \nu_2^2;$$

$$D_4 = 2B_3 \nu_2 + \nu_1 (B_3 + B_2 - B_1 - 1) + 2Q^2 \nu_1^2 \nu_2;$$

B_4 и B_5 — числитель и знаменатель аргумента функции (5.7).

В приложении 20 дана программа для расчета характеристик двухконтурного режекторного фильтра СЕКАМ. Рассчитывается первый вариант режектора ($C1 = C2$). Для заданных $\rho 1$ и $R3$ и разных Q находят $R1$ и $R2$, обеспечивающие одинаковое затухание >15 дБ на частотах режекции, а затем вычисляют зависимости $A(f)$, $\varphi(f)$ и $\tau(f)$. На рис. 5.4 приведены полученные графики для $\rho_1 = 500$ Ом; $R3 = 620$ Ом; $Q = 10$ и 16. Необходимое затухание на частотах режекции получается при относительно малой добротности контуров. Легко достигается полоса пропускания более 3 МГц. При практическом выполнении двухконтурного режектора измеряют добротность Q_0 контуров на частотах режекции и последовательно с ними включают добавочные резисторы $r = \rho(Q_0 - Q)/(Q_0 Q)$, чтобы обеспечить рассчитанное значение Q.

Возможны и другие схемные решения аналоговых режекторных фильтров — с использованием параллельных контуров, мостовые и т. д. Наконец, вместо контуров резонансные цепи фильтра можно выполнять в виде пьезокерамических пластин. Всем рассмотренным режекторным фильтрам присущ общий недостаток — нелинейность ФЧХ и, как следствие, неравномерность характеристики ГВЗ в полосе пропускания. Это приводит к взаимному смещению во времени гармоник сигнала. В результате переходная характеристика становится несимметричной — в ней появляется верхний выброс, создающий повторы на изображении.

Для уменьшения искажений, создаваемых режекторным фильтром, можно использовать фазовый корректор. В качестве фазового корректора обычно служит всепропускающий фильтр, коэффициент передачи которого не зависит от частоты, а ФЧХ может регулироваться [5.3].

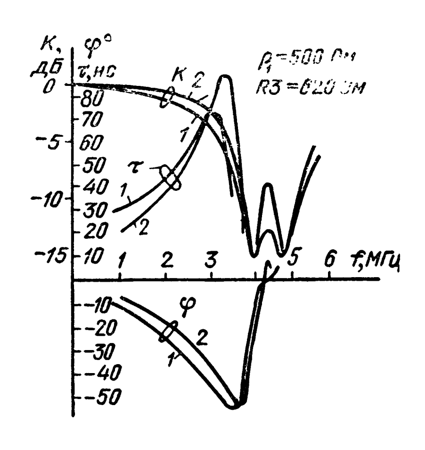


Рис. 5.4. Частотные характеристики двухконтурного режектора:

1 — $Q=10$; $R1=240$ Ом; $R2=75$ Ом; 2 — $Q=16$; $R1=160$ Ом; $R2=39$ Ом

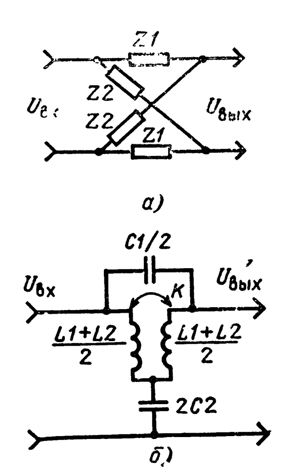


Рис. 5.5. Схемы фазового корректора:

а — мостовая; *б* — пересчитанная в Т-образную ($m<1$)

На рис. 5.5, *а* показан вид такого звена, выполненного по мостовой (скрещенной) схеме. Его коэффициент передачи

$$A(\omega) = (R_0 + Z1)/(R_0 - Z1), \qquad (5.10)$$

где $R_0 = \sqrt{Z1Z2}$ — характеристическое сопротивление фильтра. Порядок фильтра определяется числом реактивных элементов в каждой ветви. Для коррекции ФЧХ режектора может быть использован фильтр второго порядка, в котором ветви *Z1* выполнены в виде параллельных контуров *L1C1*, а ветви *Z2* в виде последовательных контуров *L2C2*. Чтобы АЧХ фильтра не зависела от частоты, потери в элементах должны быть пренебрежимо малы, а резонансные частоты ветвей — одинаковы: $1/(LC1) = 1/(L2C2) = \omega_0^2$. Тогда характеристическое сопротивление фильтра составит:

$$R_0 = \sqrt{Z1\,Z2} = \sqrt{\frac{L1}{C2}} = \sqrt{\frac{L2}{C1}}.$$

Коэффициент передачи можно представить следующим образом:

$$A(\omega) = \frac{\sqrt{R_0^2 + Z_1^2}\, e^{j\,\mathrm{arctg}\,|Z1|/R_0}}{\sqrt{R_0^2 + Z_1^2}\, e^{-j\,\mathrm{arctg}\,|Z1|/R_0}} = e^{2j\,\mathrm{arctg}\,|Z1|/R_0}. \qquad (5.11)$$

Числитель и знаменатель $A(\omega)$ комплексно сопряжены, поэтому, если пренебречь потерями в элементах, модуль коэффициента передачи фазового корректора равен единице и не зависит от частоты, а ФЧХ описывается формулой

$$\varphi(\omega) = 2\,\mathrm{arctg}\,\frac{|Z1|}{R_0}. \qquad (5.12)$$

При анализе фазового корректора обычно вводят так называемый коэффициент крутизны ФЧХ m: $m^2 = L2/L1 = C1/C2$.

Так как

$$L2 = 1/(\omega^2 C2); \quad C2 = L1/R_0^2,$$

$$m = R_0/(\omega_0 L1) = \omega_0 L2/R =$$
$$= \omega_0 C1 R_0 = 1/(\omega_0 C2 R_0) \quad (5.13)$$

Отношение ω/ω_0 обозначают η. Тогда

$$\varphi(\omega) = 2 \operatorname{arctg} \frac{\omega L1}{R_0 (1 - \omega^2 L1 C1)} =$$
$$= 2 \operatorname{arctg} \frac{\eta}{m (1 - c^2)} . \quad (5.14)$$

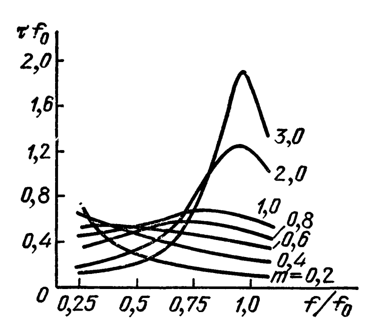


Рис. 5.6. Характеристики ГВЗ фазового корректора

Продифференцировав (5.14) по частоте, находим частотную зависимость ГВЗ фазового корректора

$$\tau(\omega) = \frac{1}{2\pi f_0} \frac{2m(1+\eta^2)}{\eta^2 + m^2 (1-\eta^2)^2} . \quad (5.15)$$

В приложении 21 дана программа расчета фазового корректора. Для заданных f_0 и R_0 и разных m распечатываются значения элементов фильтра $C1$, $C2$, $L1$, $L2$ и графики зависимостей $\varphi(\eta_0)$ и $\tau(\eta_0)$. Вид характеристик ГВЗ корректора представлен на рис. 5.6. По осям координат отложены нормированные значения $\eta = f/f_0$ и τf_0. При увеличении m в характеристиках появляется максимум, частота которого стремится к значению $f = f_0$. Зная характеристику $\tau(f)$ режектора, подбирают такие f_0 и m корректора, чтобы суммарная задержка в полосе прозрачности мало зависела от частоты. Для уменьшения числа элементов и исключения согласующих трансформаторов скрещенную схему фазового корректора пересчитывают в Т-образную. На рис. 5.5, *б* показана одна из модификаций Т-образного фазового корректора, соответствующего условию $m < 1$.

На рис. 5.7 приведены примеры практических схем аналоговых режекторных фильтров. На рис. 5.7, *а* показан двухконтурный режектор СЕКАМ с фазовым корректором. В фазовом корректоре $m = 0{,}4$; коэффициент связи $K = 0{,}7$. В качестве трансформатора корректора использованы два дросселя ДМ-01, установленные на печатной плате параллельно и вплотную друг к другу. Режектор дает симметричную переходную характеристику с верхним и нижним выбросами и относительно малую потерю четкости.

Режектор на рис. 5.6, *б* выполнен по мостовой Т-образной схеме. Он предназначен для телевизора ПАЛ и создает глубокую режекцию в относительно узкой полосе частот. Чтобы компенсировать значительный верхний выброс и сделать переходную характеристику симметричной, использован фазовый корректор с $m \approx 0{,}2$. Такой корректор создает существенную задержку низкочастотной части спектра (рис. 5.6). Переходная характеристика становится симметричной, но достижимая четкость не превышает 350 линий.

На рис. 5.6, *в* показаны схема включения и характеристики керами-

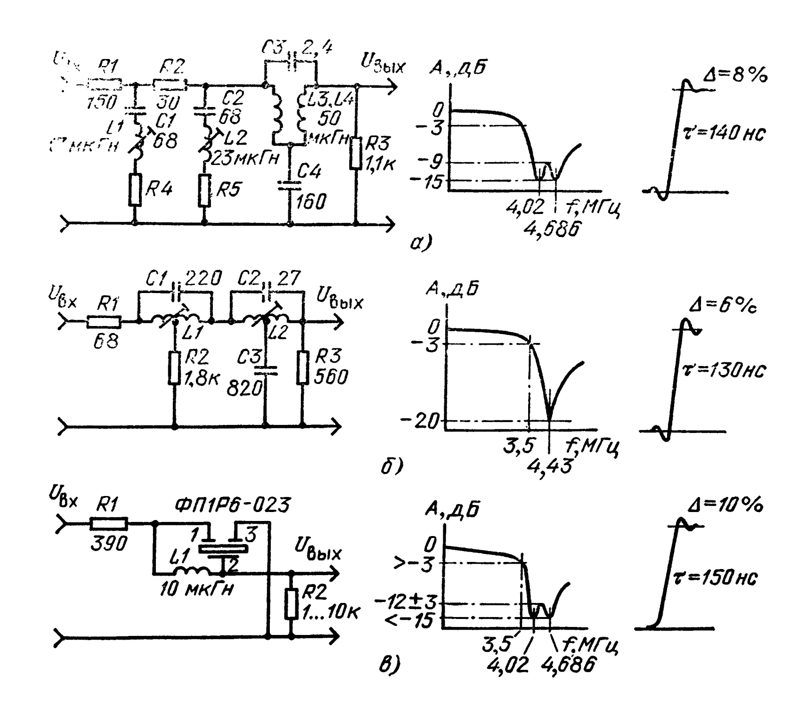


Рис. 5.7. Схемные решения режекторных фильтров и их характеристики: *а* — режекторный фильтр СЕКАМ с фазовым корректором; *б* — режектор ПАЛ с фазовым корректором; *в* — керамический режектор СЕКАМ типа ФП1Р6-023

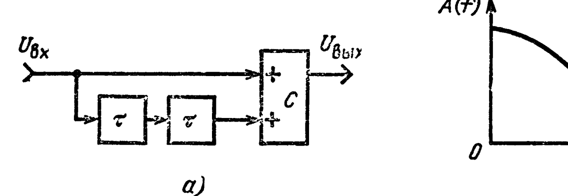
ческого режекторного фильтра СЕКАМ типа ФП1Р6-023. Он не требует настройки и имеет такую же АЧХ и переходную характеристику, как двухконтурный режектор без фазового корректора.

Режекторные фильтры СЕКАМ заметно понижают четкость изображения. Делались неоднократные попытки обеспечить необходимое подавление сигнала цветности СЕКАМ с помощью узкополосного режектора.

В [5.4] предложено переключить частоту режекции от строки к строке так, чтобы в строках D_B минимум АЧХ был на частоте 4,02 МГц, а в строках D_R — на частоте 4,686 МГц. Это решение использовано в телевизоре УПИМЦТ. Патент [5.5] содержит описание адаптивного режекторного фильтра, перестраиваемого демодулированным цветоразностным сигналом так, что частота минимума АЧХ в статическом режиме равна частоте цветовой поднесущей. Однако из-за инерционности резонансного контура на цветовых переходах появляются искажения.

5.2.2. Разделительные фильтры с дискретной обработкой сигнала

В дискретных фильтрах обрабатываются отсчеты сигнала, следующие с интервалами $\tau = 1/f_т$, где $f_т$ — тактовая частота. Дискретные фильтры могут быть цифровыми и аналоговыми. В цифровых



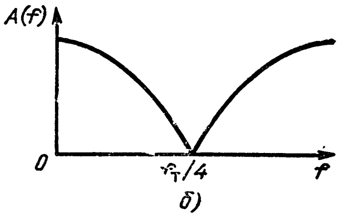


Рис. 5.8. Простейший дискретный режекторный фильтр:
а — функциональная схема; *б* — АЧХ

фильтрах сигналы проходят по многопроводным шинам, а отсчеты представляют собой двоичные слова. В аналоговых фильтрах отсчетами служат дискретные значения сигнала в виде заряда или напряжения. Все дискретные фильтры состоят из элементов трех типов — секций задержки, умножителей на коэффициенты и арифметических устройств (АУ) — сумматоров или вычитателей. Будем рассматривать фильтры трансверсального типа, в которых нет цепей обратной связи — рекурсивных ветвей.

На рис. 5.8 показано устройство простейшего дискретного режекторного фильтра [5.6]. Он состоит из сумматора C и двух секций задержки на один период тактовой частоты каждая. Алгоритм режекторного фильтра имеет вид

$$U_{вых}(t) = U_{вх}(t) + U_{вх}(t - 2\tau). \quad (5.16)$$

Коэффициент передачи фильтра в плоскости z может быть записан следующим образом:

$$A(z) = 1 + z^{-2}.$$

Здесь z^{-2} — передаточная функция элемента задержки на время двух тактов. Для того чтобы перейти из плоскости z в плоскость частот, используем подстановку $z^{-n} = e^{-jn\omega\tau}$. Получаем

$$A(\omega) = 1 + e^{-j2\omega\tau}.$$

Преобразуем это выражение, воспользовавшись формулой Эйлера:

$$A(\omega) = 1 + \cos 2\omega\tau - j\sin 2\omega\tau = 1 + 2\cos^2\omega\tau - 1 - j2\sin\omega\tau\cos\omega\tau =$$
$$= 2\cos\omega\tau(\cos\omega\tau - j\sin\omega\tau).$$

Отсюда модуль и фазовый угол коэффициента передачи:

$$|A(\omega)| = 2|\cos\omega\tau|), \quad (5.17)$$

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\frac{\sin\omega\tau}{\cos\omega\tau} = \omega\tau. \quad (5.18)$$

Амплитудно-частотная характеристика режекторного фильтра имеет гребенчатую форму в виде модуля косинусоиды (рис. 5.8, *б*). Практически используется лишь низкочастотная ветвь с первым нулем.

Нулевые точки лежат на частотах $f_{реж} = (2k+1)\frac{f_т}{4}$ Первый нуль соответствует частоте $f_т/4$. Фазо-частотная характеристика (5.18) линейна. Режекторный фильтр будет подавлять цветовую поднесущую $f_п$ лишь в том случае, если $f_т = 4f_п$. Использовать в многостандартном

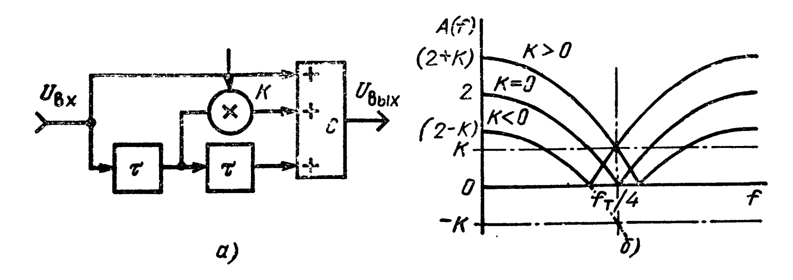


Рис. 5.9. Дискретный фильтр с регулируемой частотой режекции:
а — функциональная схема; *б* — АЧХ

телевизоре для каждого стандарта ЦТ свое значение тактовой частоты неудобно. Поэтому был разработан дискретный режекторный фильтр, в котором частоту режекции можно регулировать. Его функциональная схема показана на рис. 5.9, *а*. Отличие от схемы на рис. 5.8, *а* состоит в том, что выход первой секции задержки соединен с третьим входом сумматора *С* через цепь, содержащую умножитель на коэффициент *К*. В результате АЧХ фильтра в зависимости от знака *К* смещается вверх или вниз на *К* относительно оси частот, как это показано на рис. 5.9, *б*. При этом частота первого нуля становится больше или меньше *f* /4. Коэффициент передачи фильтра может быть записан следующим образом:

$$A(z) = 1 + Kz^{-1} + z^{-2},$$

$$A(\omega) = 1 + Ke^{-j\omega\tau} + e^{-j2\omega\tau}.$$

Переходя к тригонометрической форме, получаем:

$$A(\omega) = (2\cos\omega\tau + K)(\cos\omega\tau - j\sin\omega\tau).$$

Отсюда

$$|A(\omega)| = |2\cos\omega\tau + K|, \qquad (5.19)$$

$$\varphi(\omega) = \omega\tau. \qquad (5.20)$$

При постоянной тактовой частоте можно регулировать частоту режекции $f_{реж}$, изменяя коэффициент К. На частоте режекции $|A(\omega)| = 0$, или $2\cos\omega_{реж}\tau + K = 0$. Отсюда

$$K = -2\cos\left[\frac{2\pi f_{реж}}{f_т}\right]. \qquad (5.21)$$

Например, для сигнала ПАЛ $f_п$=4,4336 МГц. Чтобы фильтр режектировал эту частоту при $f_т$=13,5 МГц, достаточно выбрать

$$K_{ПАЛ} = -2\cos\left[\frac{2\pi\cdot 4{,}4336}{13{,}5}\right] = 0{,}946.$$

При $\omega=0$ $|A(\omega)| = 2+K$. Коэффициент передачи режектора по постоянному току зависит от коэффициента *К*, т. е. оказывается разным для сигналов разных систем ЦТ, что неудобно.

На рис. 5.10, *а* дана функциональная схема дискретного режекторного фильтра, в котором регулировка $f_{реж}$ посредством изменения *К* не влияет на коэффициент передачи по постоянному току. Фильтр со-

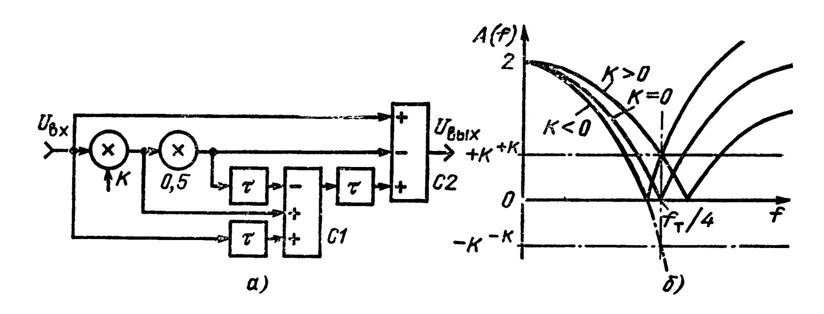


Рис. 5.10. Дискретный режекторный фильтр с постоянным коэффициентом передачи на низкой частоте:

а — функциональная схема; *б* — АЧХ

держит два арифметических устройства *C1* и *C2*, три секции задержки на такт и два умножителя — один на регулируемый коэффициент *K*, а второй — на постоянный коэффициент 0,5. Коэффициент передачи фильтра в плоскости *z* может быть записан следующим образом:

$$A(z) = (1 - K/2) + Kz^{-1} + (1 - K/2)\,z^{-2}.$$

Здесь первое слагаемое соответствует прохождению сигнала от входа фильтра до его выхода через два верхних входа *C2* (рис. 5.10, *а*). В этих цепях нет секций задержки. Второе слагаемое соответствует сигналу, который проходит через умножитель на *K*, средний вход *C1*, одно звено задержки и *C2*. Наконец, третье слагаемое коэффициента передачи отображает цепи, содержащие два последовательно включенных звена задержки. После перехода в комплексную плоскость частот и простеших преобразований получаем

$$A(\omega) = [K + (2 - K)\cos\omega\tau]\,(\cos\omega\tau - j\sin\omega\tau).$$

Отсюда

$$|A(\omega)| = |K + (2 - K)\cos\omega\tau|\,, \qquad (5.22)$$

$$\varphi(\omega) = \omega\tau. \qquad (5.23)$$

Легко видеть, что при $\omega = 0$ $|A(\omega)| = 2$ независимо от *K*. Чтобы фильтр обеспечивал режекцию на частоте $f_{реж}$; коэффициент *K* должен быть

$$K = -\frac{2\cos(2\pi f_{реж}/f_т)}{1 - \cos(2\pi f_{реж}/f)_т}\,. \qquad (5.24)$$

При $f_т = 13{,}5$ МГц для сигнала НТСЦ $K_{НТСЦ} = 0{,}1736$. Аналогично $K_{ПАЛ} = 0{,}6422$.

В режиме СЕКАМ можно применить одиночный режекторный фильтр на частоте 4,33 МГц. Тогда $K_{СЕКАМ} = 0{,}6014$. Вместо этого можно последовательно включить два звена режекции, одно на частоту 4,02 МГц, а второе — 4,686 МГц. Для этого коэффициенты звеньев должны составлять: $K_{СЕКАМ} = 0{,}4564$; $K_{СЕКАМ} = 0{,}7285$. Недостаток такого решения — уменьшение полосы пропускания, так как сквозная АЧХ получается перемножением ординат двух модулей косинусоид.

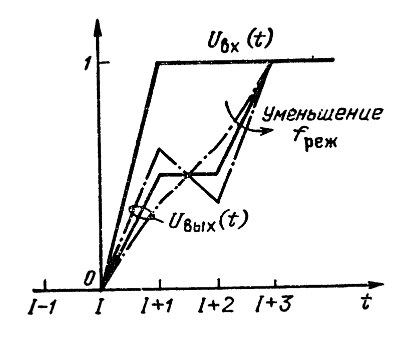


Рис. 5.11. Переходные характеристики дискретного режекторного фильтра

Поэтому удобнее третье решение — использовать одно звено, в котором значение K переключается от строки к строке так, что при прохождении сигналов D_B $K=0{,}4564$, а при прохождении сигналов D_R $K=0{,}7285$, т. е. дискретный фильтр выполняется в соответствии с [5.4].

Переходная характеристика режекторного фильтра рассчитывается по его алгоритму:

$$U_{вых}(t) = (1 - K/2)\, U_{вх}(t) + KU_{вх}(t - \tau) + (1 - K/2)\, U_{вх} \times (t - 2\tau)\ldots \qquad (5.25)$$

Для выходного сигнала в виде единичного скачка длительностью в один такт (график $U_{вх}(t)$ на рис. 5.11) с помощью алгоритма вычисляется временная зависимость для выходного сигнала. Получаются графики, форма которых зависит от K, т. е. от частоты режекции. Чем меньше $f_{реж}$, тем больше искажается фронт выходного сигнала. Искажения имеют S образную форму. Благодаря линейности ФЧХ фильтра переходная характеристика симметрична. Если полоса пропускания канала ограничена сверху, что всегда имеет место, заметность S-образных искажений уменьшается. Отметим, что S-образные

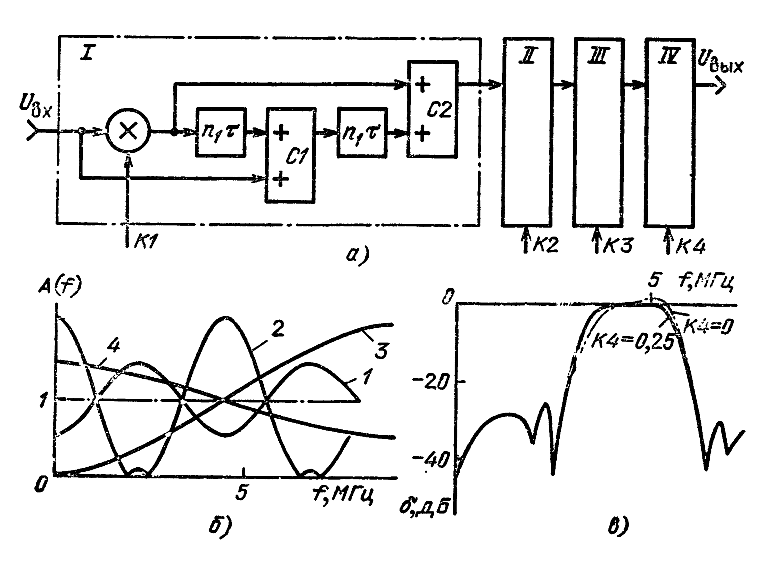


Рис. 5.12. Дискретный полосовой фильтр:

а — функциональная схема; *б* — АЧХ звеньев; *в* — сквозная АЧХ

искажения переходной характеристики присущи и обычным аналоговым режекторным фильтрам.

Для выделения сигнала цветности можно использовать дискретный полосовой фильтр. Пример выполнения такого фильтра дан на рис. 5,12, *а*. Фильтр состоит из четырех однородных звеньев Передаточная функция одного звена имеет вид

$$A(z) = z^{-n} + Kz^{-2n} + K, \text{ или}$$

$$|A(\omega)| = |1 + 2K\cos n\omega\tau|. \quad (5.26)$$

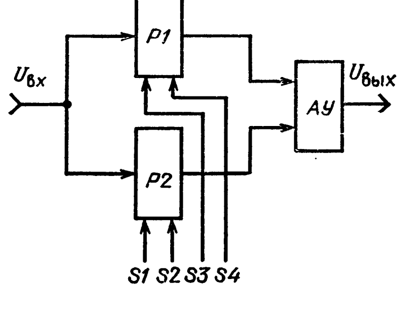


Рис. 5.13. Схема регулируемого умножителя на коэффициент

Амплитудно-частотная характеристика звена представляет собою косинусоиду с амплитудой $2K$, сдвинутую вверх по отношению к оси частот на постоянное значение. Варьируя знак и значение K, меняют фазу и амплитуду косинусоиды. При изменении номинала n секций задержки меняется период косинусоиды $T = f/n$. Если $K>0{,}5$, то косинусоида пересекает ось частот и в передаточной функции появляются нули. Включая последовательно два звена с одинаковыми n, но разными по знаку и значению K, можно увеличить коэффициент прямоугольности АЧХ. Фильтр на рис. 5.12, *а* предназначен для выделения сигнала цветности СЕКАМ. Он состоит из четырех звеньев I—IV с одинаковой структурой. Первое и второе звенья содержат секции задержки с номиналом 3τ ($n1=n2=3$) и имеют разные знаки K (суммирование в арифметических устройствах второго звена и вычитание в первом). Получается уплощенная АЧХ с центральной частотой $f_т/3 = 4{,}5$ МГц (произведение графиков *1* и *2* на рис. 5.12, *б*), $K2=0{,}53125>0{,}5$. Поэтому в АЧХ появляются нули на частотах 2; 2,5; 6,5 и 7 МГц. Частота 6,5 МГц соответствует несущей звукового сопротивления. В третьем звене $K3=-0{,}5$ и $n3=1$ (график *3* на рис. 5.12, *б*). Это звено глубоко подавляет низкочастотный участок спектра, что уменьшает помехи от сигнала яркости. В четвертом звене, как и в третьем, $n4=1$, но $K4>0$ (график *4* на рис. 5.12, *б*). Меняя $K4$ от 0,25 до 0, регулируют подъем высших частот спектра, что компенсирует их спад в радиоканале.

Сквозная характеристика затухания фильтра показана на рис. 5.12, *в*. Полоса пропускания составляет около 2 МГц, что позволяет выделять сигнал цветности при одновременном подавлении сигнала звукового сопровождения. Меняя $K1$, можно регулировать полосу пропускания фильтра; АЧХ фильтра формируется из синусоидальных АЧХ звеньев, как формируют сигнал заданной формы из гармонических составляющих. Регулируемые умножители на коэффиценты $K1$—$K4$ в цифровой модификации фильтра можно выполнить из двух сдвиговых регистров *Р1*, *Р2* и арифметического устройства *АУ*, как это показано на рис. 5.13. Сдвиги в регистрах регулируются изменением логических сигналов *S1*—*S4*. Если регистры меняют сдвиг от одного до четырех разрядов (К531ИР21), то умножитель на рис. 5.13 изменяет коэффициент передачи от 1 до 0,125 в соответствии со следующей таблицей:

P1	P2	K
:2	:2	1
:2	:4	0,625
:4	:4	0,5
:4	:8	0,375
:8	:8	0,25
:8	:16	0,1875
:16	:16	0,125

5.2.3. Гребенчатые разделительные фильтры

Следующий шаг, ведущий к повышению качества разделения сигналов яркости и цветности, — это использование гребенчатых фильтров со звеньями задержки на время строки. Проще всего ввести такой гребенчатый фильтр в приемник НТСЦ. Это обусловлено тем, что в сигнале НТСЦ составляющие спектра сигнала цветности расположены точно посередине между составляющими спектра сигнала яркости (полустрочный офсет). Гребенчатый фильтр для сигнала яркости НТСЦ состоит из устройства задержки на время строки, сумматора и делителя на два (рис. 5.14). Амплитудно-частотная характеристика такого фильтра, как и АЧХ блока задержки ПАЛ для сигнала U_v (см. рис. 1.17, *в*), имеет вид модуля косинусоиды: $A(\omega) = A_0\left|\cos\frac{\omega\tau}{2}\right|$. Максимумы АЧХ соответствуют положению спектральных линий сигнала яркости. Составляющие сигнала цветности попадают на минимумы АЧХ, отстоящие друг от друга на $1/\tau = f_c$, и подавляются.

Гребенчатый фильтр для выделения сигнала цветности НТСЦ выполняется так же, как блок задержки ПАЛ для сигнала U_u, т. е. содержит линию задержки на строку и вычитатель, где задержанный сигнал вычитается из прямого. Амплитудно-частотная характеристика этого фильтра имеет вид модуля синусоиды: $A(\omega) = A_0\left|\sin\frac{\omega\tau}{2}\right|$. На выходе фильтра выделяются составляющие сигнала цветности и подавляется сигнал яркости.

Гребенчатые фильтры могут выполняться на стеклянных УЛЗ, приборах с зарядовой связью или в виде цифровых устройств. Замена

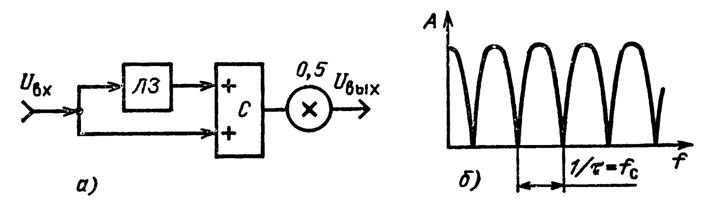


Рис. 5.14. Гребенчатый фильтр НТСЦ для выделения сигнала яркости с одним звеном задержки:

а — функциональная схема; *б* — АЧХ

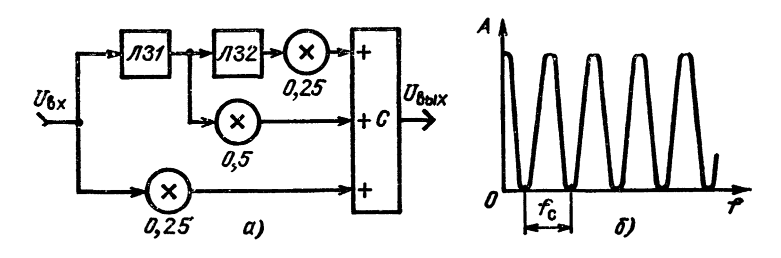


Рис. 5.15. Гребенчатый фильтр НТСЦ для выделения сигнала яркости с двумя звеньями задержки:
а — функциональная схема; *б* — АЧХ

режектора и полосового фильтра гребенчатыми фильтрами повышает четкость изображения по горизонтали, так как составляющие сигнала яркости, лежащие в полосе сигнала цветности, не подавляются. Вместе с тем уменьшаются искажения от проникновения высокочастотных составляющих сигнала яркости в канал цветности. При наличии модуляции спектральные линии сигналов яркости и цветности расщепляются на пакеты линий, отстоящих друг от друга на 50 Гц (в системе НТСЦ— на 60 Гц).

Узкополосные зоны подавления в рассмотренных гребенчатых фильтрах при этом не обеспечивают необходимой режекции. Чтобы устранить этот недостаток, в гребенчатый режекторный фильтр вводят второе устройство задержки на строку (рис. 5.15). Прямой, задержанный на строку и задержанный на две строки сигналы складывают с весовыми коэффициентами соответственно $^1/_4$, $^1/_2$ и $^1/_4$. Коэффициент передачи фильтра составит

$$A(\omega) = A_0(1/4 + 1/2e^{-j\omega\tau} + 1/4e^{-j\omega 2\tau}) = \frac{A_0}{4}[1 + 2e^{-j\omega\tau} +$$

$$+ e^{-j2\omega\tau}] = \frac{A_0}{4}[1 + 2\cos\omega\tau + \cos 2\omega\tau - j(2\sin\omega\tau + \sin 2\omega\tau)] =$$

$$= \frac{A_0}{2}(1 + \cos\omega\tau)(\cos\omega\tau - j\sin\omega\tau);$$

$$|A(\omega)| = \frac{A_0}{2}(1 + \cos\omega\tau). \quad (5.27)$$

Амплитудно-частотная характеристика режектора представляет собой косинусоиду с периодом, равным f_c, расположенную выше оси частот (рис. 5.15, *б*). Участки подавления такого фильтра получаются достаточно широкими. Аналогично выполняется и гребенчатый фильтр с двумя устройствами задержки для выделения сигнала цветности (рис. 5.16, *а*). Сумматор в нем заменен вычитателем. Амплитудно-частотная характеристика (рис. 5.16, *б*) описывается выражением

$$|A(\omega)| = \frac{A_0}{2}(1 - \cos\omega\tau). \quad (5.28)$$

Режекторный и полосовой гребенчатые фильтры можно совместить в единое устройство, функциональная схема которого приведена на

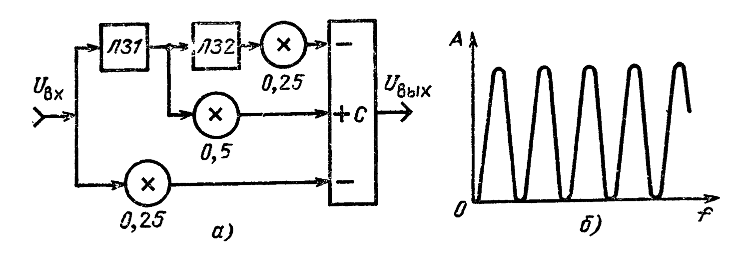


Рис. 5.16. Гребенчатый фильтр НТСЦ для выделения сигнала цветности с двумя звеньями задержки:
а — функциональная схема; *б* — АЧХ

рис. 5.17. Легко показать, что АЧХ этого фильтра по выходу E'_Y эквивалентна АЧХ фильтра, приведенной на рис. 5.15, *б*, а по выходу $U_{цв}$ — эквивалентна АЧХ фильтра на рис. 5.16, *б*. В канале яркости комбинированного фильтра задержанный на одну строку сигнал складывается во втором сумматоре с половиной суммы входного сигнала и сигнала, задержанного на две строки Отсюда коэффициент передачи

$$A(\omega)_Y = \frac{A_0}{2}\left(1 + e^{-j2\omega\tau}\right) + A_0\, e^{-j\omega\tau} =$$

$$= \frac{A_0}{2}\left[(1 + \cos 2\omega\tau + 2\cos\omega\tau) - j\,(\sin 2\omega\tau + 2\sin\omega\tau)\right] =$$

$$= A_0\,(1 + \cos\omega\tau)(\cos\omega\tau - j\sin\omega\tau);$$

$$|A(\omega)_Y| = A_0\,(1 + \cos\omega\tau).$$

Формула отличается от (5.27) только постоянным коэффициентом. Аналогично по выходу сигнала цветности коэффициент передачи комбинированного фильтра соответствует выражению (5.28).

В пространственно-временной системе координат f_y—f_t АЧХ гребенчатого фильтра НТСЦ принимает форму поверхности с синусоидальным сечением, образующие которой параллельны оси f_t. В качестве примера на рис. 5.18, *а* построена такая поверхность для фильтра, выделяющего сигнал цветности (выражение (5.28)). Если наложить эту поверхность на изображение спектра сигнала НТСЦ в координатах f_y—f_t (рис. 5.18, *б*), то составляющие сигнала яркости окажутся во впадинах поверхности и будут подавляться, а составляющие цветности попадают на гребни поверхности и будут выделяться.

Гребенчатые фильтры, в которых сравниваются сигналы соседних строк, смещенные на изображении по вертикали, называются вертикальными фильтрами.

Вертикальные гребенчатые фильтры имеют следующие недостатки:

1. Суммирование сигналов двух соседних строк понижает четкость по вертикали в 2 раза. Если суммируются сигналы, отстоящие на две строки, потеря вертикальной четкости получается еще большей.

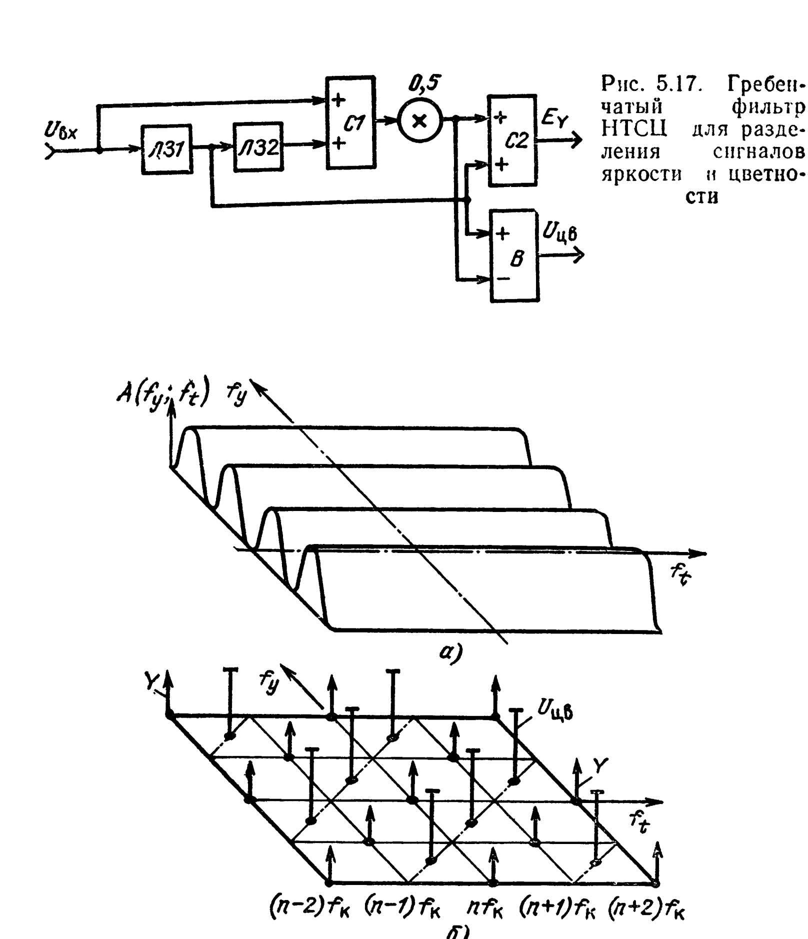


Рис. 5.17. Гребенчатый фильтр НТСЦ для разделения сигналов яркости и цветности

Рис. 5.18. Амплитудно-частотная характеристика вертикального гребенчатого фильтра НТСЦ в двумерной пространственно-временной системе координат (*а*) и вертикально-временное представление спектра сигнала НТСЦ (*б*)

2. Гребенчатые фильтры нормально работают только в том случае, если суммируемые или вычитаемые сигналы одинаковы по содержанию (цветовые поля или участки изображения с вертикальными линиями). При резком изменении содержания изображения по вертикали (горизонтальный переход) сумматоры не компенсируют подавляемый сигнал. Это вызывает перекрестные помехи между сигналами яркости и цветности.

3. Низкочастотная часть спектра полного сигнала содержит только яркостные составляющие. Поэтому гребенчатая форма АЧХ разделительного фильтра в этой области частот не требуется.

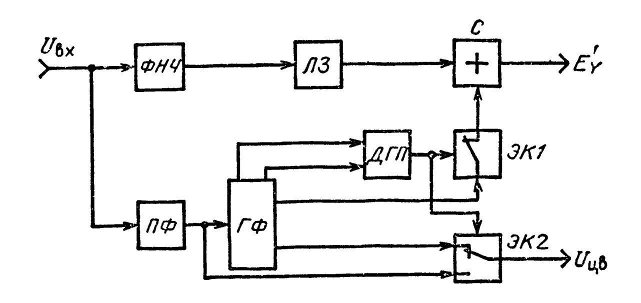


Рис. 5.19. Функциональная схема включения гребенчатого фильтра

Существуют два метода устранения отмеченных недостатков. Первый (рис. 5.19) состоит в том, что предварительно полный цветовой телевизионный сигнал разделяется на две части с помощью линейно-фазовых полосового фильтра *ПФ* и фильтра низких частот *ФНЧ*. На гребенчатый фильтр *ГФ* подается лишь высокочастотная часть спектра, где присутствует сигнал цветности. В канал яркости через *ФНЧ*, линию задержки *ЛЗ* и сумматор *С* проходит низкочастотная часть сигнала. Гребенчатый фильтр разделяет высокочастотную составляющую сигнала яркости и сигнал цветности. Яркостная составляющая через *ЭК1* поступает на сумматор *С*, обеспечивая подчеркивание мелких деталей с вертикальной структурой. Сигнал цветности через *ЭК2* проходит в канал цветности. Линия задержки *ЛЗ* компенсирует задержку сигнала гребенчатым фильтром. В состав схемы входит так называемый детектор горизонтальных переходов *ДГП*, который сравнивает содержание соседних строк. На участках изображения, где имеется горизонтальная структура, содержание сигналов в соседних строках не коррелировано. При этом *ДГП* переключает *ЭК1* и *ЭК2* во второе положение. Гребенчатый фильтр отключается. В сигнале яркости остается лишь низкочастотная часть спектра, а в канал цветности сигнал проходит через *ПФ*.

Второй метод состоит в том, что гребенчатая фильтрация производится во всем диапазоне частот сигнала яркости. Затем из полученного сигнала цветности с помощью *ФНЧ* выделяется низкочастотная часть, которая с помощью сумматора возвращается в канал яркости, восстанавливая четкость по вертикали.

Разработаны конструкции гребенчатых фильтров НТСЦ с использованием УЛЗ [5.7] и приборов с зарядовой связью [5.8]. Фирма ИТТ выпустила микросхему цифрового процессора НТСЦ типа CVPU2233, содержащую гребенчатый фильтр [5.9].

Гребенчатый фильтр для сигнала ПАЛ получается более сложным, чем фильтр НТСЦ, из-за применения в системе ПАЛ четвертьстрочного офсета. Простейший гребенчатый фильтр ПАЛ, разделяющий сигналы яркости и цветности, должен содержать две линии задержки на строку, как это показано на рис. 5.20, *а*. На выходе сумматора выделяются составляющие сигнала яркости и подавляется сигнал цветности (рис. 5.20, *б*). Вычитатель подавляет сигнал яркости и выделяет сигнал цветности (рис. 5.20, *в*). Для разделения компонент U_u и U_v требуется блок задержки ПАЛ с третьей линией задержки. Чтобы расширить на АЧХ зоны подавления, гребенчатый фильтр ПАЛ может выполняться в соответствии с рис. 5.17. При этом, в отличие от фильтра НТСЦ, номинал

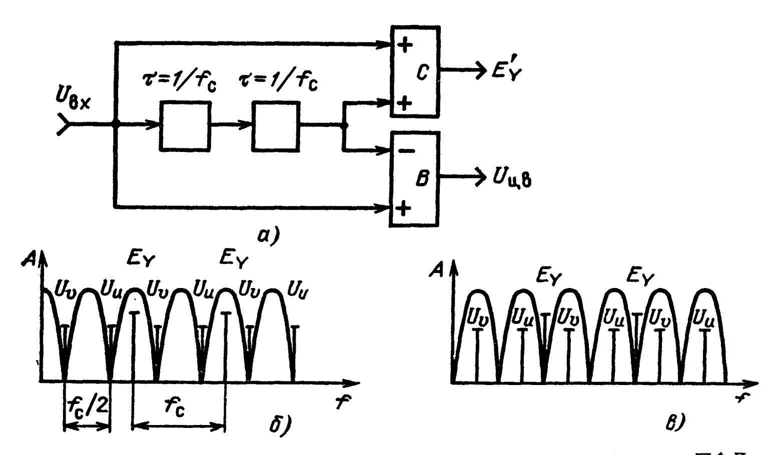


Рис. 5.20. Простейший вертикальный гребенчатый фильтр ПАЛ:
а — функциональная схема; *б* — АЧХ для выхода сумматора; *в* — АЧХ для выхода вычитателя

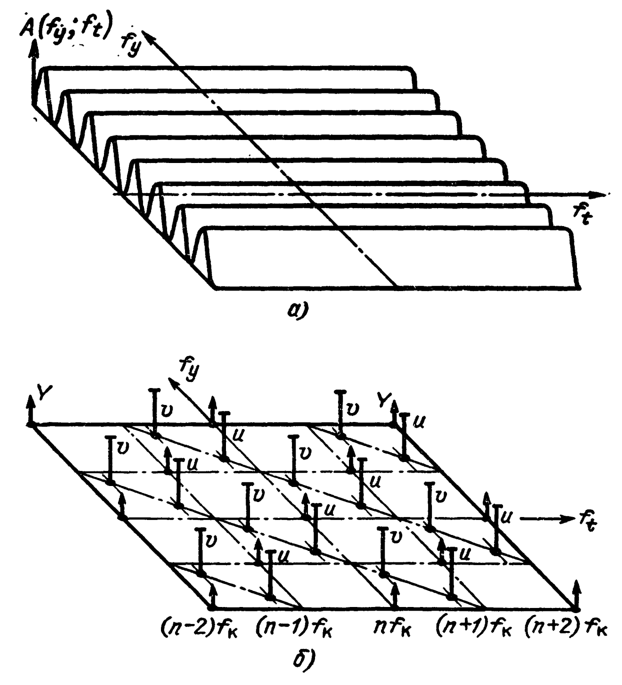
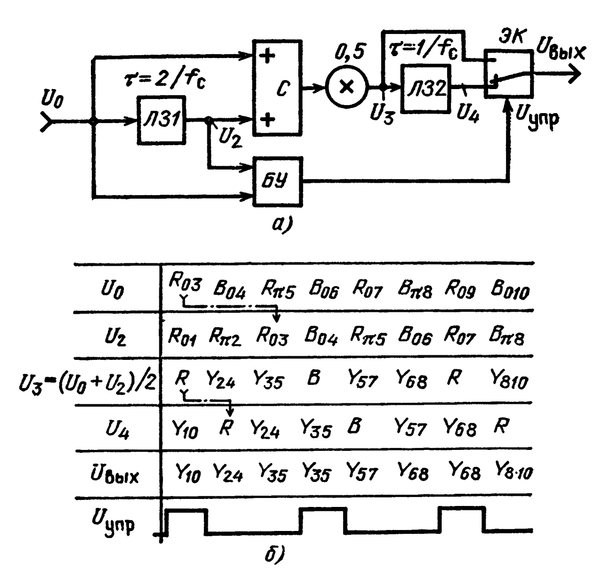


Рис. 5.21. Амплитудно-частотная характеристика вертикального гребенчатого фильтра ПАЛ в двумерной пространственно-временной системе координат (*а*) и вертикально-временное представление спектра ПАЛ (*б*)



U_0	R_{03}	B_{04}	$R_{\pi 5}$	B_{06}	R_{07}	$B_{\pi 8}$	R_{09}	B_{010}
U_2	R_{01}	$R_{\pi 2}$	R_{03}	B_{04}	$R_{\pi 5}$	B_{06}	R_{07}	$B_{\pi 8}$
$U_3=(U_0+U_2)/2$	R	Y_{24}	Y_{35}	B	Y_{57}	Y_{68}	R	Y_{810}
U_4	Y_{10}	R	Y_{24}	Y_{35}	B	Y_{57}	Y_{68}	R
$U_{вых}$	Y_{10}	Y_{24}	Y_{35}	Y_{35}	Y_{57}	Y_{68}	Y_{68}	$Y_{8 \cdot 10}$
$U_{упр}$								

Рис. 5.22. Вертикальный гребенчатый фильтр СЕКАМ:
а — функциональная схема; *б* — таблица сигналов

каждой линии задержки *ЛЗ1* и *ЛЗ2* составляет две строки. Отметим, что линии задержки для вертикальных разделительных фильтров должны иметь номинал, в точности равный длительности строки (64 мкс), а не 63,94325, как УЛЗ в канале цветности ПАЛ.

В вертикально-временной системе координат f_y—f_t АЧХ гребенчатого фильтра ПАЛ, выделяющего сигнал цветности, имеет форму поверхности с синусоидальным сечением. Период этой синусоиды (рис. 5.21, *а*) вдвое меньше, чем в фильтре НТСЦ. При совмещении АЧХ фильтра с вертикально-временным изображением спектра сигнала ПАЛ (рис. 5.21, *б*) составляющие сигнала яркости подавляются и выделяются составляющие сигнала цветности. Амплитудно-частотная характеристика режекторного фильтра имеет также форму поверхности с синусоидальным сечением, но сдвинутой по сравнению с АЧХ на рис. 5.21, *а* на половину периода по оси f_y. При этом подавляется сигнал цветности и выделяется сигнал яркости.

Особые трудности возникают при попытках эффективно разделить сигналы яркости и цветности в декодере СЕКАМ. Используемый в системе СЕКАМ закон коммутации фазы цветовой поднесущей не позволяет разделять составляющие яркости и цветности обычным вертикальным гребенчатым фильтром. Один из возможных путей решения этой задачи показан на рис. 5.22 [5.10]. Линия задержки *ЛЗ1* на два строчных интервала и сумматор *С* образуют вертикальный гребенчатый фильтр. На рис. 5.22, *б* показаны последовательности строк полного цветового видеосигнала СЕКАМ. Буквами *B* и *R* обозначены составляющие цветности в данной строке, 0 или π — фаза цветовой поднесущей, цифра — номер строки. В тех строках, где суммируемые сигналы цветности противофазны, они подавляются и остается сигнал яркости (составляющие *Y* в сигнале U_3), При сложении синфазных сигналов цветности

разделения не происходит. Чтобы исключить эти сигналы, в фильтр введена линия задержки *ЛЗ2*, формирующая сигнал U_4, сдвинутый относительно U_3 на одну строку.

В строках, где в сигнале U_3 сохранилась цветовая поднесущая, коммутатор *ЭК* переключается сигналом $U_{упр}$ и на его выходе повторяется составляющая сигнала яркости из предыдущей строки. Это допустимо, так как любой из рассмотренных вертикальных гребенчатых фильтров функционирует лишь на тех участках изображения, где содержание соседних строк одинаково. Для нормальной работы фильтра на рис. 5.22, *а* в его состав необходимо ввести полосовой фильтр, *ФНЧ* и *ДГП*, как на рис. 5.19. Для управления коммутатором *ЭК* служит блок управления *БУ*, который вырабатывает сигнал $U_{упр}$ в строках, где фаза сравниваемых сигналов цветности одинакова. Для этого можно суммировать вспышки из сигналов U_0 и U_2.

В гл. 9 рассмотрены вертикально-временные разделительные фильтры с использованием устройств памяти на поле и кадр.

5.3. Устройства задержки сигнала яркости

В большинстве аналоговых телевизоров для совмещения фронтов сигналов яркости и цветности используется электромагнитная линия задержки сигнала яркости (ЛЗЯ), представляющая собой ФНЧ с распределенными параметрами. На стержень или трубку из изоляционного материала наносят слой металлизации или наклеивают ленту из медной фольги, которую заземляют. Поверх заземленной шины размещают обмотку из изолированного провода. Витки обмотки образуют распределенную индуктивность, а емкость между обмоткой и металлизацией — распределенную емкость.

Основной параметр ЛЗЯ — время задержки τ. Эта задержка должна компенсировать отставание фронтов цветоразностных сигналов от фронтов сигнала яркости. Отставание вызывается разницей Δt_1 в длительности фронтов сигналов яркости и цветности, обусловленной разными полосами пропускания каналов. Кроме того, должно быть скомпенсировано различие Δt_2 групповой задержки сигналов яркости и цветности, которое определяется параметрами радиоканала, типом селективного фильтра в УПЧИ (*LC* или фильтр ПАВ). Время задержки ЛЗЯ должно быть

$$\tau = \Delta t_1/2 + \Delta t_2. \qquad (5.29)$$

Длительность фронта цветоразностных сигналов при насыщенности 25 % обычно не превышает 800 нс. В канале яркости СЕКАМ с режектором длительность фронта примерно равна 150 нс. Отсюда $\Delta t_1 = 650$ нс. Разница в групповом времени задержки Δt_2 колеблется от 20 до 100 нс. Поэтому в разных типах телевизоров время задержки ЛЗЯ получается неодинаковым и обычно составляет от 300 до 450 нс. Требуемое значение задержки находится экспериментально путем измерения всего канала телевизора — от антенного входа до кинескопа. В соответствии со стандартом СЭВ на параметры ЛЗЯ [5.11] погрешность задержки не должна превышать ± 50 нс. Нормируется также ряд других параметров ЛЗЯ (затухание сигнала, время нарастания фронта импульса и т. д.). Все эти нормы даны в приложении 10.

Существует много типов конструкций ЛЗЯ. Усилия разработчиков направлены на уменьшение размеров линии и улучшение ее параметров. Так, для уменьшения размеров ЛЗЯ ее выполняют из двух последовательно включенных линий вдвое меньшей длины, размещенных парал-

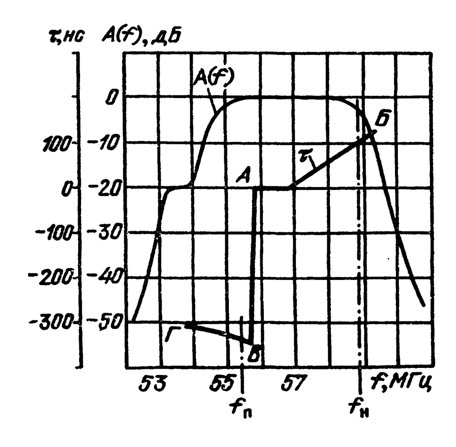


Рис. 5.23. Амплитудно-частотная характеристика и характеристика группового времени задержки фильтра ПАВ, обеспечивающего компенсацию для стандарта НТСЦ

лельно в общем корпусе. Линии задержки такого типа серийно выпускаются отечественной промышленностью (ЛЗЯМ 0,27-900 и ЛЗЯМ 0,47-1150). В состав некоторых ЛЗЯ вводят встроенный режекторный фильтр.

При использовании в декодере микросхем TDA4560 или TDA4565 (отечественный функциональный аналог К174ХА27) внешняя линия задержки не требуется. Для задержки сигнала яркости в состав этих микросхем введена цепь гираторов, создающих задержку. Изменением постоянного напряжения на одном из выводов микросхемы включают в канал яркости разное число гираторов. В результате задержка сигнала меняется от 630 до 1035 нс. (Устройство микросхемы TDA4560 рассмотрено в гл. 10.)

В декодерах с дискретизацией аналогового сигнала ЛЗЯ выполняется в виде ПЗС. (Микросхема TDA8452 фирмы «Филипс».) Такой ПЗС содержит всего несколько электродов, а тактовая частота выбирается около 17 МГц.

Наконец, для полного исключения устройств задержки из канала яркости в [5.12] предложено так изменить параметры фильтра ПАВ в радиоканале, чтобы групповая задержка для сигнала яркости была больше, чем для сигнала цветности. Это возможно, поскольку фильтр ПАВ представляет собой неминимально-фазовую систему. На рис. 5.23 приведены АЧХ и характеристика группового времени задержки фильтра ПАВ.

В приведенной полосе частот, где передается сигнал яркости (отрезок характеристики *АБ*), групповая задержка примерно на 400 нс больше чем в полосе частот сигнала цветности (отрезок *ВГ*), что и обеспечивает необходимое смещение во времени сигнала яркости по отношению к сигналу цветности.

5.4. Устройства фиксации уровня черного и электронные регуляторы контрастности, яркости и насыщенности

Цепь первой фиксации уровня черного, входящая в состав канала яркости, обычно используется и для регулировки яркости. В качестве примера рассмотрим устройство фиксации, примененное в микросхеме TCA660 (К174УК1).

Входной сигнал яркости положительной полярности от генератора тока поступает на вывод *16* микросхемы (рис. 5.24). Дифференциальный усилитель *VT41—VT44* выполняет функции оперативного электронного регулятора контрастности. При изменении напряжения $E_{рк}$ на базе

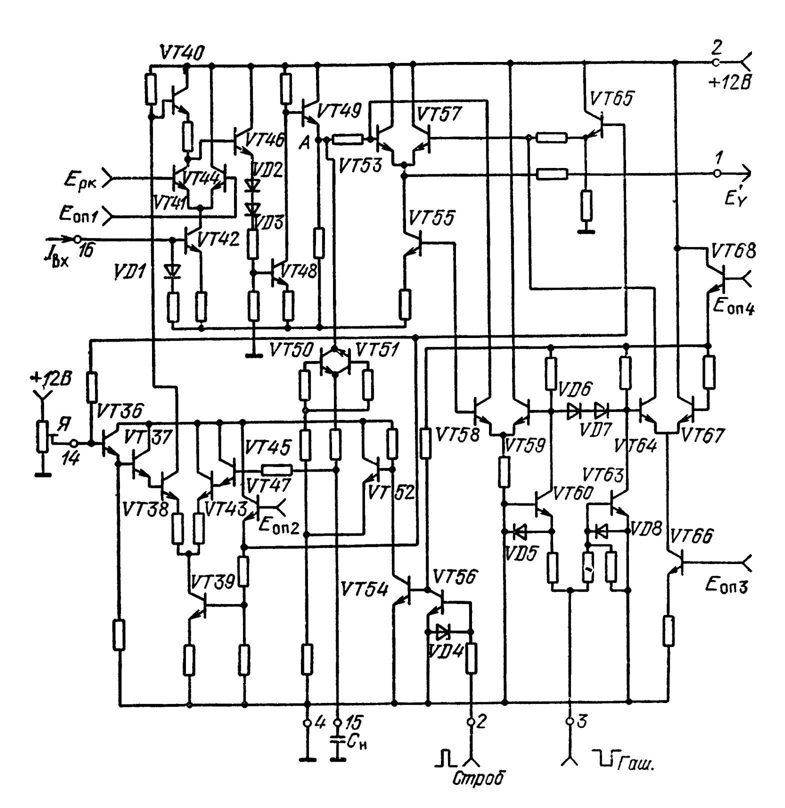


Рис. 5.24. Цепи фиксации уровня черного микросхемы ТСА660

VT41 по отношению к напряжению на базе *VT44* меняется доля коллекторного тока *VT42*, проходящая в транзистор *VT41*, т. е. изменяется коэффициент передачи канала. Подобные регуляторы применяются в большинстве микросхем. Иногда для стабилизации постоянной составляющей выходного сигнала регуляторы выполняют из двух параллельно соединенных дифференциальных усилителей.

С коллектора *VT41* сигнал яркости проходит через эмиттерный повторитель *VT46*, диоды *VD2, VD3*, обеспечивающие сдвиг постоянного напряжения, усилительный каскад *VT48* и эмиттерный повторитель *VT49*. Эмиттер этого каскада (точка *A*) через ключевую схему *VT50, VT51* соединен с внешним накопительным конденсатором $C_н$, подключенным к выводу *15* микросхемы, и с базой транзистора *VT45*, входящего в дифференциальную схему *VT36—VT47*. Напряжение на базе *VT36* задается внешним потенциометром регулятора яркости. Ключевая схема *VT50, VT51* открывается стробирующими импульсами, подаваемыми на вывод *2* микросхемы, во время прохождения в сигнале площадок фиксации. В установившемся режиме напряжение на $C_н$ равно потенциалу площадки фиксации в точке *A* и напряжению на выводе *14*,

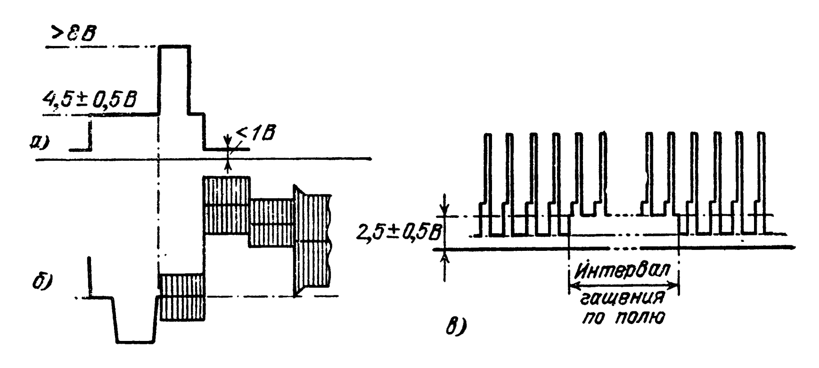


Рис. 5.25. Комбинированные стробирующие импульсы:

а — двухуровневый стробирующий импульс (SC); *б* — видеосигнал; *в* — трехуровневые стробирующие импульсы (SSC)

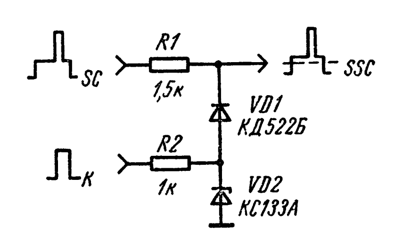
задаваемому регулятором яркости. Если движок регулятора сместить так, что напряжение на выводе *14* уменьшится, снизится ток через транзистор *VT38* и увеличится напряжение на эмиттере *VT40*. В результате уровень площадки фиксации в сигнале, поступающем на ключи *VT50*, *VT51*, понизится. После завершения процесса перезарядки $C_п$ потенциал площадок фиксации станет равен новому значению напряжения на выводе *14*. Таким образом, цепь фиксации поддерживает уровень черного в сигнале равным напряжению, задаваемому регулятором яркости.

Участок схемы на транзисторах *VT56*—*VT67* выполняет одну из двух функций. При подаче на вывод *3* отрицательных импульсов с амплитудой — (1,5...10) В обеспечивается гашение сигнала в пределах длительности этих импульсов. Отрицательные импульсы через *VT60* проходят на базу *VT59* и открывают транзистор *VT58*. Коллектор *VT58* закорачивает на корпус через резистор в эмиттере базу *VT53*. Поэтому на выходе микросхемы (вывод *1*) напряжение в интервалы гашения понижается до значений, меньших уровня черного.

Если на вывод *3* подавать положительные импульсы (2...12 В), открывается *VT63*, закрывается *VT64* и на базе *VT57* устанавливается положительное напряжение $E_{оп2}$, проходящее через *VT47* и *VT65*. Транзистор *VT57* открывается, а *VT53* закрывается. В сигнал вводится искусственный уровень черного в виде площадок 4,2 В. Они неподвижны, и при регулировке яркости сигнал смещается относительно введенных площадок, образуя импульсы, амплитуда которых несет информацию о положении регулятора яркости. Сигнал с такими площадками можно передавать через цепи с потерей постоянной составляющей. Вторые цепи фиксации в выходных видеоусилителях включаются во время прохождения введенных в сигнал площадок фиксации. При этом постоянные составляющие в сигналах восстанавливаются без искажений.

В рассмотренной микросхеме для фиксации уровня черного и для введения в сигнал площадок, несущих информацию о яркости, используются два различных импульса — стробирующий, соответствующий по времени задней площадке (после синхроимпульса) интервала гашения по строкам, и импульс обратного хода строчной развертки. В микросхемах канала яркости более поздних разработок, таких, как К174ХА17, используется единый комбинированный стробирующий импульс, который в зарубежной литературе называется sand castle («замок из песка») — сокращенно SC.

Рис. 5.26. Схема для формирования импульсов SSC



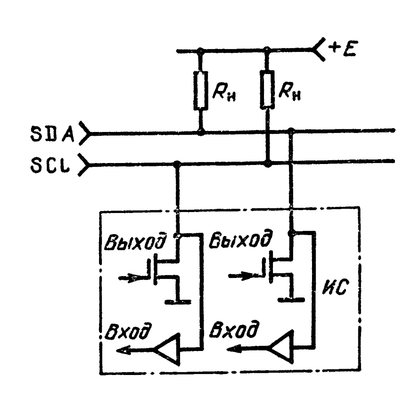


Рис. 5.27. Соединение микросхемы с шиной I²C

На рис. 5.25, *а*, *б*, показаны форма этого импульса и его положение во времени по отношению к видеосигналу. Нижняя часть импульса используется для гашения по строкам, а верхняя — для фиксации уровня черного и выделения вспышки цветовой поднесущей. Импульс такого типа генерируется микросхемой строчной развертки TDA2591 (отечественный функциональный аналог К174ХА11). Чтобы кроме гашения по строкам обеспечить еще и гашение по полям, используются трехуровневые стробирующие импульсы (super sand castle—SSC), параметры которых приведены на рис. 5.25, *в*. В состав микросхемы канала яркости вводят специальный селектор, который выделяет из SSC входящие в его состав импульсы и направляет их в те участки схемы, где они нужны. При этом уменьшается число выводов микросхемы. Импульсы SSC вырабатываются микросхемой TDA2578 (КР1021ХА2). Однако они могут быть сформированы из SC и кадровых импульсов простой цепью (рис. 5.26), содержащей два диода.

На рис. 10.20, 10.21 (см. гл. 10) приведены в схемы релаксационных генераторов, которые формируют SC из строчных гасящих импульсов. Они могут быть использованы, если требуется в телевизор старого выпуска установить декодер на современных микросхемах.

В микросхемах канала яркости TCA660, К174ХА17, TDA3505 и большинстве других электронные регуляторы контрастности, насыщенности и яркости управляются напряжениями, снимаемыми с движков внешних переменных резисторов. В микросхемах последних выпусков все шире используется цифровое управление аналоговыми электронными регуляторами. Оперативные регулировки параметров изображения и звука (контрастность, насыщенность, яркость, громкость, тембр), а также другие операции над сигналами, например выключение цветности, включение внешних сигналов от декодера системы телетекст, осуществляются не непосредственно, а через микропроцессор, входящий в состав блока управления телевизором. Команды от микропроцессора поступают на общую цифровую шину, соединенную со всеми микросхемами, функциями которых нужно управлять. Наибольшее распространение получила двухпроводная цифровая шина управления, разработанная фирмой «Филипс» [5.13]. Она называется I²C (Inter IC — т. е. между микросхемами). Шина I²C обеспечивает двустороннюю связь микросхем с блоком управления и передачу потока информации около 100 кбит/с. Один из проводов шины (он называется SDA) служит для передачи управляющего сигнала, а второй (SCL) передает тактовые импульсы. Каждая из микросхем, охваченных шиной управления, имеет свой адрес в виде

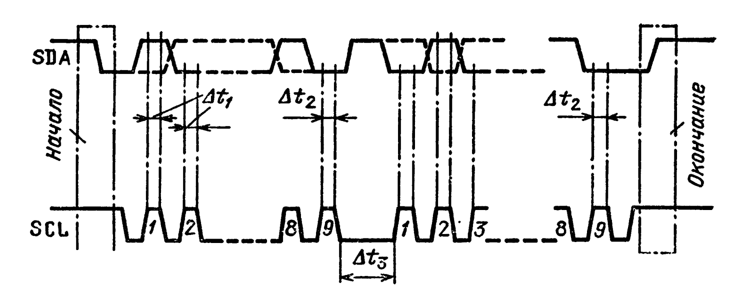


Рис. 5.28. Эпюры сигналов в проводах шины I²C

Начало	Адрес приемника	Прием / Передача	Подтверждение	Информация	Подтверждение	Информация	Подтверждение	Окончание

Рис. 5.29. Формат сигнала I²C

7-битового двоичного слова. Система позволяет использовать несколько управляющих микросхем, работающих с разными тактовыми частотами (асинхронный режим). Специальная операция арбитража определяет очередность их работы.

На рис. 5.27 показано соединение одной из микросхем с шиной. Для каждого провода шины внутри микросхемы имеются передающая и приемная цепи. Провода соединены с источником питания через резисторы $R_н$. Информация на проводе *SDA* меняется в моменты, когда тактовый сигнал равен логическому нулю. Сигналом начала передачи является переход на проводе *SDA* от 1 к 0 при напряжении высокого уровня на проводе *SCL* (рис. 5.28). Информация считывается на участках, где тактовый сигнал равен логической единице (интервалы Δt_1 на рис. 5.28). За время сообщения передатчик может направить в шину неограниченное количество байт информации, каждый из которых содержит 8 бит. После каждого принятого байта от приемника должно поступать подтверждение приема. Для этого служит девятый бит, во время которого приемник должен перевести линию *SDA* в состояние логического нуля (участок Δt_2 на рис. 5.28). Если приемник установит на линии *SCL* логический нуль, произойдет прерывание работы передатчика (участок Δt_3). Сигналом об окончании передачи служит переход в шине *SDA* от логического нуля к единице при логической единице на шине *SCL*. Первые семь бит первого байта сообщения означают адрес приемника. Восьмой бит сообщает, что последует за этим — передача или прием информации. Если от передатчика на восьмом бите поступает нуль, то последующую информацию приемник должен считывать. Когда на восьмом бите передается логическая единица, значит ведомая микросхема должна направить в передатчик свое сообщение. Все девятые биты — подтверждение от приемника получения информации. Формат сигнала I²C приведен на рис. 5.29.

В микросхемах-приемниках принятая информация дешифруется, переводится в аналоговую форму с помощью нескольких *ЦАП*, по числу задействованных функций, и поступает на соответствующие цепи микросхемы, например на оперативные регуляторы яркости, контрастности, насыщенности, переключатели внешних сигналов и т. д.

Участок микросхемы, осуществляющий взаимодействие с шиной I^2C, называется интерфейсом шины. Такие интерфейсы содержат микросхемы серии 8000 фирмы «Филипс».

Существуют и специальные микросхемы, выполняющие только функции интерфейса цифровой шины, например TDA8442. Такая микросхема устанавливается на плате обычного аналогового декодера, к ее двум входам подводятся провода *SDA* и *SCL* цифровой шины, а выходы, на которых выделяются регулирующие напряжения, соединяются со входами управления микросхем декодера, например со входами управления контрастностью, яркостью и насыщенностью микросхемы К174ХА17.

5.5. Цепи ограничения токов лучей кинескопа

В технических условиях на масочный кинескоп типа «дельта» максимальное значение среднего тока трех лучей установлено равным 1 мА [5.14]. Максимальный средний ток в компланарных кинескопах не должен превышать 1,3 мА. Если средний ток лучей I_c превышает эти значения, маска разогревается и деформируется, что нарушает чистоту цвета изображения. В цветном телевизоре предусмотрены цепи, предотвращающие возможность превышения допустимого среднего тока лучей. Эти цепи не реагируют на мгновенные значения токов лучей кинескопа. Поэтому на участках изображения с повышенной яркостью пиковый ток лучей кинескопа может во много раз превышать предельные значения среднего тока. В технических условиях на кинескоп значение пикового тока не лимитируется, а повышенная яркость деталей улучшает качество изображения, делая его более контрастным. Однако чрезмерный рост пиковых значений тока приводит к нарушению фокусировки на ярких деталях. Поэтому в телевизорах последних выпусков, кроме цепей ограничения среднего тока лучей, иногда вводят и цепи ограничения пикового тока. В разных типах телевизоров предельное значение пикового тока составляет от 1 до 3 мА на прожектор. Публикаций, касающихся обоснования норм на этот параметр, пока нет.

Кратко рассмотрим особенности схемных решений цепей ограничения тока лучей кинескопа.

Ограничение среднего тока лучей. Устройство ограничения тока состоит из цепи измерения тока и исполнительной цепи.

Чтобы измерить ток лучей, отрицательный электрод высоковольтного источника напряжения подключают к шасси не непосредственно, а через измерительный резистор. Отрицательное напряжение, выделяющееся на резисторе, пропорционально суммарному току трех лучей кинескопа. Чтобы измерить среднее значение токов, в устройство включают ФНЧ. Регулировать токи лучей можно, меняя уровень черного или размах сигнала E'_Y. Если, воздействуя на электронный регулятор яркости, сместить уровень черного в область «чернее черного», то токи лучей уменьшатся, но изображение исказится, так как на его темных участках будет потеряна часть информации. Поэтому регулятор яркости телевизора всегда должен устанавливаться в одно положение, при котором черные участки изображения соответствуют на характеристиках кинескопа точкам закрывания электронных прожекторов, а для регулировки токов лучей воздействуют на электронный регулятор контрастности. Меняя управляющее напряжение, подаваемое на этот регулятор, цепь ограничения уменьшает размах сигнала E'_Y, а значит, и средний ток лучей. Уровень черного в сигналах при этом сохраняется и соответствует точкам закрывания лучей кинескопа.

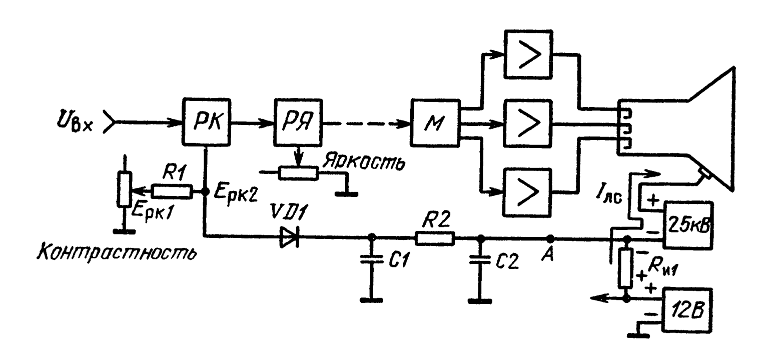


Рис. 5.30. Схема цепей ограничения среднего тока лучей кинескопа

Общая функциональная схема цепи ограничения среднего тока лучей кинескопа дана на рис. 5.30. В схему входит весь канал яркости с электронными регуляторами контрастности *РК*, яркости *РЯ*, матрица *М* сигналов *RGB*, выходные видеоусилители и кинескоп. Минус высоковольтного источника 25 кВ подключен через измерительный резистор $R_{и1}$ не к шасси, а к положительному электроду источника 12 В. Поэтому напряжение в точке *А* (U_A), используемое для управления цепью, остается положительным и уменьшается с ростом средних токов лучей:

$$U_A = 12B - I_c R_{и1}.$$

Когда это напряжение станет меньше напряжения $E_{рк2}$ на входе управления электронным регулятором контрастности, откроется диод *VD1* и через цепь *R1, VD1, R2* пойдет ток, снижающий $E_{рк2}$, а значит, уменьшающий размах сигналов на катодах кинескопа. Конденсаторы *С1* и *С2* вместе с *R2* образуют *ФНЧ*, усредняющий напряжение в точке А. Срабатывание цепи ограничения наступит, когда

$$E_{рк1} - 12B - E_д + I_c R_{и1} = 0, \qquad (5.30)$$

где $E_{рк1}$ — напряжение на движке регулятора контрастности; $E_д$— напряжение перегиба ВАХ диода *VD1*.

Для заданного предельного значения среднего тока лучей I_c' значение измерительного резистора определяется из следующего соотношения:

$$R_{и1} = (12B + E_д - E_{рк1})/I_c'.$$

Например, при $I_c'=1$ мА, $E_д=1$ В, $E_{рк1}=3$ В, $R_{и1}=(12+1-3)/10^{-3}=$ $=10$ кОм.

После срабатывания цепи ограничения в результате падения напряжения на *R1* управляющее напряжение $E_{рк2}$ на входе электронного регулятора контрастности снижается, размах сигнала яркости на катодах кинескопа уменьшается. Поэтому при увеличении входного сигнала E_Y' после достижения порога ограничения дальнейший рост токов лучей резко замедляется. Изменение токов лучей в области ограничения оказывается тем меньше, чем больше отношение $R1/(R2+R_{и1})$. Чем выше входное сопротивление электронного регулятора контрастности по входу управления, тем большим может быть значение *R1*. Например, в микро-

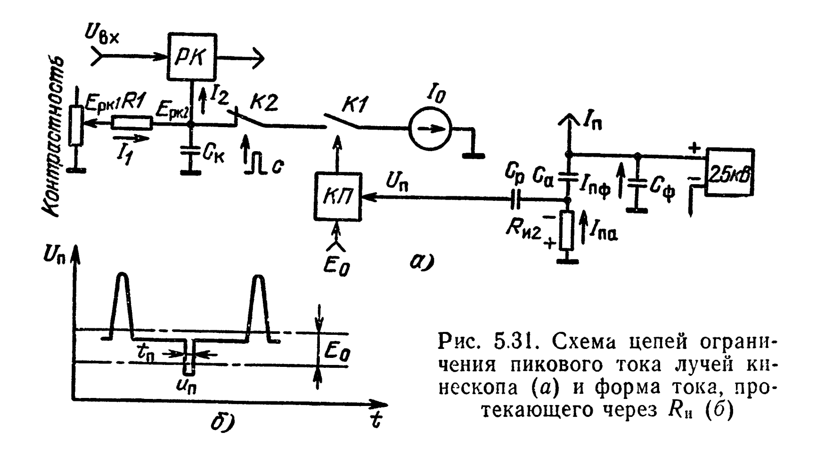


Рис. 5.31. Схема цепей ограничения пикового тока лучей кинескопа (*а*) и форма тока, протекающего через $R_{и}$ (*б*)

схемах TDA3500/3501 входное сопротивление регулятора контрастности составляет примерно 1 МОМ, что позволяет увеличить номинал *R1* до 50...100 кОм.

При регулировке контрастности меняется напряжение $E_{рк1}$. Для каждого $E_{рк1}$ получается свое значение порогового тока лучей:

$$I_c' = \left(12B + E_д - E_{рк1}\right)/R_{и1}. \qquad (5.31)$$

Если $R_{и1} = 10$ кОм, $E = 1$ В, а $E_{рк1}$ регулируется от 2 до 4 В, пороговый ток лучей кинескопа меняется от 1,1 до 0,9 мА.

Ограничение пиковых токов лучей кинескопа. Для получения напряжения, управляющего ограничением пикового тока $I_п$ между аквадагом кинескопа и шасси включают измерительный резистор $R_{и2}$ (рис. 5.31, *а*). Аквадаг образует с внутренним графитовым покрытием колбы кинескопа конденсатор C_a. Кроме того, в цепи имеется конденсатор фильтра высоковольтного источника $C_ф$. Оба конденсатора заряжаются от источника 25 кВ, а разряжаются током кинескопа $I_п$. Ток $I_{па}$ через $R_{и2}$ составляет только часть общего пикового тока:

$$I_{па} = I_п C_a/(C_a + C_ф).$$

Поэтому

$$U_п = I_{па} R_{и2} = I_п R_{и2} C_a/(C_a + C_ф). \qquad (5.32)$$

Во время обратного хода строчной развертки на $R_{и2}$ выделяются импульсы напряжения положительной полярности, а во время прямого хода развертки — напряжение, повторяющее форму сигнала яркости. Участкам изображения с повышенной яркостью соответствуют отрицательные импульсы в сигнале ($u_п$ на рис. 5.31, *б*). Сигнал $U_п$ через разделительный конденсатор $C_р$ поступает на вход компаратора *КП*. Когда отрицательные импульсы $U_п$ превысят пороговое напряжение E_0, дискриминатор замыкает ключ *K1*, который подсоединяет ко входу управления регулятора контрастности *РК* источник тока I_0. Конденсатор $C_к$ разряжается, напряжение $E_{рк2}$ на регуляторе уменьшается, а значит, уменьшается и размах сигнала. В интервалы времени между яркими участниками изображения конденсатор $C_к$ заряжается током I_1 от потенциометра контрастности. В установившемся режиме $I_1 t_1 = I_2 t_2 + I_0 t_п$. Здесь I_2 — ток, потребляемый входом управления регулятора контраст-

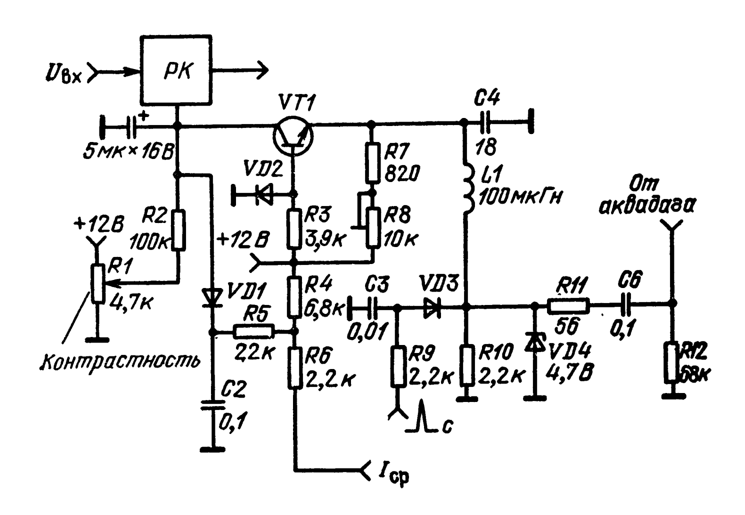


Рис. 5.32. Схема цепей ограничения среднего и пикового токов лучей кинескопа

ности; $t_п$ — время прохождения ярких участков изображения; t_1 — интервал поля. В устройстве предусмотрен дополнительный ключ *К2*, который размыкает источник тока I_0 во время обратного хода по строкам, что исключает влияние импульсных помех от строчной развертки и блока питания.

На рис. 5.32 дан пример практического выполнения исполнительной части цепей ограничения среднего и пикового токов лучей кинескопа. Для ограничения среднего тока лучей служит диод *VD1*, подключенный ко входу управления регулятора контрастности *РК*, и измерительный резистор *R4*. Компаратором и генератором тока I_0 является транзистор *VT1*. С помощью цепи *R3 VD2* на его базе установлено напряжение около 1 В. Делитель напряжения, образованный резисторами *R8*, *R7* и *R10*, поддерживает *VT1* в закрытом состоянии. При увеличении пикового тока лучей положительное напряжение на резисторе *R10*, служащем измерительным резистором $R_{и2}$, уменьшается. Когда пиковый ток достигает порогового значения (это значение устанавливается подстроечным резистором *R8*), транзистор *VT1* открывается и напряжение $Г_к$ на входе управления контрастностью падает, снижая размах сигнала, поступающего на кинескоп.

Рассмотренное устройство может применяться в каналах яркости на микросхемах TCA660, TDA3500, TDA3562A,. КР1021ХА4. Если же используются микросхемы TDA3501 или К174ХА17, то внешний транзистор для порогового детектора не требуется, так как в составе этих микросхем предусмотрен внутренний пороговый детектор.

5.6. Настройка и измерение параметров канала яркости

От правильности настройки канала яркости во многом зависит качество цветного изображения, создаваемого телевизором. Перед на-

стройкой выключают канал цветности, режекторный фильтр поднесущей и цепь ограничения среднего тока лучей кинескопа. После включения канала яркости проверяют правильность режимов по постоянному току в контрольных точках, наличие импульсов для управления цепями фиксации уровня черного и для гашения. Затем контролируют прохождение сигнала яркости со входа канала до катодов кинескопа и работу регуляторов контрастности и яркости.

С помощью измерителя частотных характеристик проверяют согласование ЛЗЯ. При точном согласовании, когда ЛЗЯ на входе и выходе нагружена на активные сопротивления, равные ее волновому сопротивлению, АЧХ канала получается плоской, без заметных колебаний. Если велика емкость нагрузки на выходе линии, в области верхних частот АЧХ появляется неравномерность синусоидальной формы, вызванная интерференцией прямого и отраженного сигналов. На переходной характеристике отражения в ЛЗЯ создают ступеньку в верхней части фронта импульса. Чтобы компенсировать действие емкости нагрузки, на выходе ЛЗЯ включают дроссель так, что он образует с емкостью нагрузки ФНЧ. Индуктивность дросселя выбирают такой, чтобы частота среза фильтра составляла примерно 6 МГц. Подавая на вход канала сигнал испытательной строки, проверяют с помощью осциллографа, подключенного к выходу одного из видеоусилителей, форму переходной характеристики. Длительность фронта не должна превышать 130 нс при выбросах 5...8 %. Если переходный процесс затянут, подстраивают корректирующие цепи в канале. В телевизоре УПИМЦТ-61 для этого служит резистор, включенный последовательно со входом канала яркости и зашунтированный конденсатором. Меняя в небольших пределах емкость этого конденсатора, можно корректировать ход АЧХ в области верхних частот. В телевизоре ЗУСЦТ (см. рис. 10.15) коррекция обеспечивается цепью *C17, R47, R48,* включенной между микросхемами К174УК1 и К174АФ5.

Амплитудно-частотные характеристики на верхних частотах полосы пропускания должны быть одинаковыми для сигналов E'_R, E'_G и E'_B. Если из-за несимметрии матрицы или разных монтажных емкостей в видеоусилителях АЧХ каналов получаются неидентичными, появляется окраска мелких деталей черно-белого изображения, например клиньев испытательной таблицы, служащих для проверки четкости. Цвет окраски соответствует тому каналу, где есть подъем АЧХ. Для устранения окраски уменьшают коэффициент передачи соответствующего видеоусилителя на верхних частотах. Например, если видеоусилители выполнены по схеме на рис. 7.15, уменьшают емкость конденсатора *C3*.

При подсоединении осциллографа к выходу видеоусилителя необходимо отключить кинескоп и использовать измерительную головку, емкость которой должна быть близка к емкости кинескопа.

После регулирования АЧХ канала в области верхних частот включают режекторный фильтр и настраивают его. Подавление сигнала на частотах режекции обычно составляет 12...15 дБ. С помощью сигнала испытательной строки проверяют форму переходной характеристики канала с режекцией. Длительность фронта не должна превышать 160 нс, а выбросы могут быть до 10 %. На экране телевизора после изображения синусквадратического сигнала не должно быть сильных повторов, вызванных выбросами.

Затем проверяют переходную характеристику канала в области нижних частот. Это можно сделать, наблюдая с помощью осциллографа форму прямоугольного импульса частоты строк, или визуально по изображению испытательной таблицы. На таблице низкочастотные искаже-

ния проявляются в виде тянущихся продолжений после участков черного или белого цвета. На осциллограмме эти искажения выглядят как перекос плоской части прямоугольных импульсов частоты строк. Тянущиеся продолжения возникают из-за неправильного выбора номиналов переходных и развязывающих конденсаторов в канале яркости. Если они имеют вид дифференцирования (белые тянущиеся продолжения после черных деталей), емкости конденсаторов следует увеличить. И наоборот, если после черных деталей наблюдаются темные продолжения, емкости конденсаторов надо уменьшить.

Цепи фиксации уровня черного проверяют с помощью осциллографа, имеющего усилитель постоянного тока в канале усиления по вертикали. Осциллограф подключают к выходу одного из видеоусилителей и синхронизируют так, чтобы на экране был виден участок гашения по строке. При перемещении движка регулятора яркости площадка фиксации в сигнале должна оставаться неподвижной, а весь сигнал вместе с с деталями, соответствующими черному, сдвигается относительно площадки. При регулировке контрастности должен меняться только размах сигнала, а уровень черного остается неподвижным. Частая причина нарушения работы цепи фиксации — неправильный выбор длительности или положения во времени стробирующих импульсов. Если стробирующие импульсы сдвинуты относительно площадок фиксации и заходят на активные интервалы строк, цепь фиксации перестает работать. Искажения такого характера не возникнут, если ширину площадки фиксации сделать большей, чем ширина стробирующих импульсов. Например, в канале на рис. 10.15 стробирующие импульсы, поступающие на вывод *2* микросхемы К174УК1, не должны заходить за границы строчных гасящих импульсов, подаваемых на вывод *3*.

После настройки канала регулируется баланс белого. Предварительно необходимо обеспечить чистоту цветов растра при раздельном включении прожекторов кинескопа и провести операцию сведения лучей. Методика регулировки баланса белого определятся типом примененного в телевизоре кинескопа. Если кинескоп типа «дельта», регулятор яркости ставят в среднее положение, а затем подстрочными регулировками уровней черного (*R3* на рис. 7.15) площадки фиксации в выходных сигналах *RGB* устанавливают на одном уровне, например 150 В. После этого, меняя в допустимых пределах ускоряющие напряжения трех прожекторов, добиваются, чтобы черные участки изображения соответствовали точкам закрывания характеристик всех трех прожекторов. Критерием при такой регулировке является отсутствие окраски темных участков испытательной таблицы. Чтобы легче было контролировать цвет свечения экрана кинескопа при малых токах лучей, можно выключить кадровую развертку в телевизоре и уменьшить яркость так, чтобы оставшаяся на экране светящаяся строка не расфокусировалась. Меняя ускоряющие напряжения, добиваются получения белого цвета свечения этой строки. Затем включают кадровую развертку и, вращая подстроечные регуляторы размахов сигналов (*R55*, *R60* на рис. 10.15; *R25*, *R26* на рис. 10.16), добиваются белого цвета свечения экрана кинескопа на светлых участках изображения. Если кинескоп компланарный, раздельная регулировка ускоряющих напряжений невозможна. Поэтому баланс в области черного производится взаимным перемещением сигналов подстроечными регуляторами уровня черного. Баланс в области белого поддерживается по-прежнему регуляторами размахов.

В телевизорах, где применяют микросхемы с цепями автоматического баланса белого (например, TDA3562A), регулируют только размахи сигналов. При достижении баланса белого обеспечивается правильное воспроизведение всех градаций сигнала — от белого до черного. Видео-

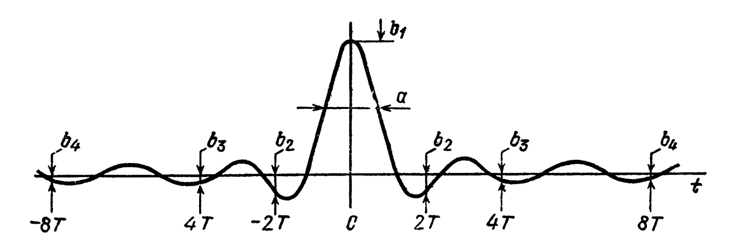


Рис. 5.33. К измерению частных К-факторов в канале яркости

усилители в канале с микросхемой TDA3562A закрываются, если их отключить от кинескопа, поскольку разрывается обратная связь по токам лучей. Чтобы канал такого типа можно было настраивать без кинескопа, необходим эквивалент кинескопа в виде внешнего высокоомного делителя напряжения, который подключается к источнику, питающему выходные каскады видеоусилителей. Напряжение на средней точке делителя должно быть равно номинальному уровню черного в выходных сигналах. Делитель соединяют с выходами всех трех видеоусилителей через резисторы сопротивлением 200...300 кОм.

Заключительной операцией при настройке канала яркости является установка порога срабатывания цепи ограничения среднего тока лучей кинескопа. Соблюдая требования техники безопасности, в цепь высоковольтного источника, питающего кинескоп, включают миллиамперметр для измерения токов лучей. Вращая ручку регулятора контрастности, устанавливают ток трех лучей равным максимально допустимому значению, например 1 мА. Включают цепь ограничения токов лучей. Имеющимся в цепи ограничения подстроечным резистором (в телевизоре УПИМЦТ-61 это *R13*, соединенный с выводом *9* модуля УМ2-3-1; в телевизоре ЗУСЦТ регулирующий резистор находится на модуле разверток) устанавливают цепь ограничения на порог срабатывания. При правильной работе цепи ограничения регулятор контрастности перестает функционировать после того, как ток лучей достигает значения 1 мА.

На этом настройка канала заканчивается.

Рассмотрим теперь методику измерений основных параметров канала яркости.

Импульсная характеристика в области верхних частот. *К*-фактор канала измеряют по методике, рекомендованной МЭК [5.15]. На вход канала яркости подается сигнал испытательной строки. Длительность синусквадратичного импульса устанавливается равной *2T*. Размах сигнала регулируется так, чтобы амплитуда прямоугольного импульса частоты строк на выходах видеоусилителей была равна номинальному размаху сигнала. Измеряются: отношение (в процентах) размаха синусквадратичного импульса к размаху импульса частоты строк (b_1, %): ширина a синусквадратичного импульса на уровне 0,5 его амплитуды; ординаты переходного процесса на расстояниях от центра импульса $\pm 2T$ (b_2), $\pm 4T$ (b_3) и $\pm 8T$ (b_4). Следует подчеркнуть, что измеряются не максимальные размахи переходного процесса, а именно ординаты в указанных точках оси времени (рис. 5.33). Затем рассчитывают частные *К*-факторы по следующим формулам:

$$K1 = |(100 - b_1)/4b_1|; \qquad (5.33)$$

$$K2 = |(a - 2T)/10T|; \qquad (5.34)$$

$$K3 = (b_2 2T)/4; \qquad (5.35)$$

$$K4 = (b_3 4T)/2; \qquad (5.36)$$

$$K5 = b_4 8T. \qquad (5.37)$$

В качестве K-фактора канала принимается частный K-фактор с максимальным значением.

Импульсная характеристика канала в области низких частот. Измеряется отклонение плоской части импульса частоты строк от уровня, соответствующего середине импульса. При измерениях не учитываются участки шириной 0,6 мкс, примыкающие к фронту и срезу импульса. Аналогичным методом измеряют неравномерность плоской части импульсов частоты полей, которая характеризует качество работы цепей фиксации уровня черного.

Нелинейные искажения. На вход канала подается сигнал ступенчатой формы без цветовой поднесущей. Уровень черного совмещается с точкой закрывания кинескопа. Размах выходных сигналов устанавливается равным номинальному значению. Измеряется амплитуда каждой ступени в выходном сигнале. Максимальное отклонение амплитуды ступеней от номинального значения относят к размаху всего сигнала и выражают в процентах. Если в качестве измерительного сигнала используется сигнал СЕКАМ с модуляцией цветными полосами и выключенной поднесущей, то надо помнить, что ступени сигнала яркости при этом получаются неодинаковыми. Чтобы исключить ошибку следует предварительно измерить соотношение амплитуд ступеней во входном сигнале.

Расхождение во времени сигналов яркости и цветности. В генераторе сигнала СЕКАМ (например, TR0887) включается модуляция сигналом сетчатого поля, который обычно используется для настройки блока сведения. В генераторе включают высокочастотный модулятор, и сигнал подают на антенный вход телевизора, чтобы при измерении учесть влияние радиоканала. Телевизор настраивают так, чтобы на экране появилось четкое изображение сетки. Канал цветности выключают. Затем видеоусилители отсоединяют от кинескопа и сигнал с выхода одного из них, например E'_R, подают на вход осциллографа. Вертикальным линиям сетки на экране осциллографа соответствуют отрицательные импульсы, напоминающие синусквадратичные. Развертка осциллографа синхронизируется стробирующими строчными импульсами от декодера так, чтобы на экране был виден один из импульсов сетчатого поля с горизонтальным масштабом примерно 100 нс/см. Отмечают положение во времени максимума этого импульса.

От входа кодирующего устройства в генераторе отключают сигнал E'_R. В телевизоре размыкают цепь канала яркости (например, отключают ЛЗЯ) и включают канал цветности. На экране осциллографа появляется изображение синусквадратичного импульса положительной полярности, обусловленного прохождением сигнала по каналу цветности. Отмечают положение его максимума и сдвиг по отношению к ранее измеренному импульсу из канала яркости. Этот сдвиг и дает значение расхождения во времени сигналов яркости и цветности. Измерение повторяют для остальных двух каналов (E'_G и E'_B). Рассмотренный метод измерения основан на том, что при выключении одного из модулирующих сигналов основных цветов в кодере на выходе матрицы RGB приемника этот сигнал также должен отсутствовать. Однако сигналы яркости во всех трех каналах одинаковы. Поэтому в измеряемом канале возникает сигнал цветности, компенсирующий яркостную составляющую. При неправильном номинале задержки ЛЗЯ эти противофазные сигналы не точно совпадают во времени.

ГЛАВА 6.

УСТРОЙСТВА МАТРИЦИРОВАНИЯ

6.1. Расчет матричных цепей

На выходах канала цветности выделяются цветоразностные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y}, на выходе канала яркости — сигнал E'_Y. Для модуляции кинескопа в большинстве случаев требуются сигналы основных цветов E'_R, E'_G, E'_B. Матричная схема преобразует цветоразностные сигналы и сигнал яркости в три сигнала основных цветов.

Если координаты люминофоров кинескопа совпадают с координатами основных цветов системы ЦТ, то матрицу в приемнике рассчитывают на основании уравнения (1.2).

Для систем СЕКАМ и ПАЛ (стандарты *B*, *G*, *H*, *I*) принято белое $D(x=0{,}313,\ y=0{,}329)$, $\gamma=2{,}8$, а координаты основных цветов:

красный $x = 0{,}640,\quad y = 0{,}330;$

зеленый $x = 0{,}290,\quad y = 0{,}600;$

синий $x = 0{,}150\quad y = 0{,}060.$

Эти значения близки к параметрам современных цветных кинескопов:

красный люминофор $x = 0{,}635,\quad y = 0{,}340;$

зеленый люминофор $x = 0{,}305,\quad y = 0{,}600;$

синий люминофор $x = 0{,}150,\quad y = 0{,}060;$

$\gamma = 2{,}7 - 2{,}9.$

При таких условиях расчет матричной схемы по уравнению (1.2) приводит к незначительным цветовым искажениям.

В системе НТСЦ и в бразильской системе ПАЛ (стандарты *M*) принято белое $C(x=0{,}310;\ y=0{,}316)$, $\gamma=2{,}2$ и координаты основных цветов:

красный $x = 0{,}670,\quad y = 330;$

зеленый $x = 0{,}210,\quad y = 0{,}710;$

синий $x = 0{,}140,\quad y = 0{,}080.$

Различия с координатами люминофоров получаются существенно бо́льшими, чем для систем СЕКАМ и ПАЛ. До недавнего времени этими различиями пренебрегали и использовали в многостандартных декодерах для всех режимов работы одинаковую матричную схему, рассчитанную на координаты основных цветов, принятые для систем СЕКАМ и ПАЛ.

В результате в режиме НТСЦ возникали заметные цветовые искажения. В последних моделях микросхем видеопроцессоров, например TDA4580 и TDA8461, предусмотрено переключение матричных схем, учитывающее различие между системами ЦТ.

Рассмотрим расчет матричной схемы *RGB* для систем СЕКАМ и ПАЛ, Если в уравнении (1.2) принять $E'_G = E'_B = 0$, то

$$E'_Y = 0{,}299E'_R. \tag{6.1}$$

При $E'_R=1$ амплитуда сигнала E'_{R-Y} составит

$$E'_{R-Y} = E'_R - E'_Y = 0,701. \quad (6.2)$$

Проведя аналогичные преобразования, найдем

$$E'_{G-Y} = 0,413; \quad (6.3)$$

$$E'_{B-Y} = 0,886. \quad (6.4)$$

Отсюда

$$E'_{B-Y}/E'_{R-Y} = 0,886/0,701 = 1,264. \quad (6.5)$$

Так как цветоразностные сигналы биполярны, их размахи равны удвоенным значениям амплитуд, найденным по формулам (6.2)—(6.4). Если три цветоразностных сигнала с такими размахами сложить в трех сумматорах с сигналом яркости единичной амплитуды, то получим три сигнала основных цветов с единичной амплитудой.

Но на выходах канала цветности имеется только два цветоразностных сигнала: E'_{B-Y} и E'_{R-Y}. Кроме того, их соотношение отличается от требуемого и определяется соотношением модулирующих сигналов в кодирующем устройстве. Так, для канала СЕКАМ

$$|D'_B/D'_R| = \frac{1,5E'_{B-Y}}{1,9E'_{R-Y}} = 0,789E'_{B-Y}/E'_{R-Y}, \quad (6.6)$$

в то время как в канале ПАЛ

$$E'_u/E'_v = \frac{0,493E'_{B-Y}}{0,877E'_{R-Y}} = 0,562E'_{B-Y}/E'_{R-Y}. \quad (6.7)$$

Поэтому в канале цветности должны быть предусмотрены подстраиваемые аттенюаторы, позволяющие установить соотношение цветоразностных сигналов в соответствии с (6.5). Недостающий третий цветоразност-

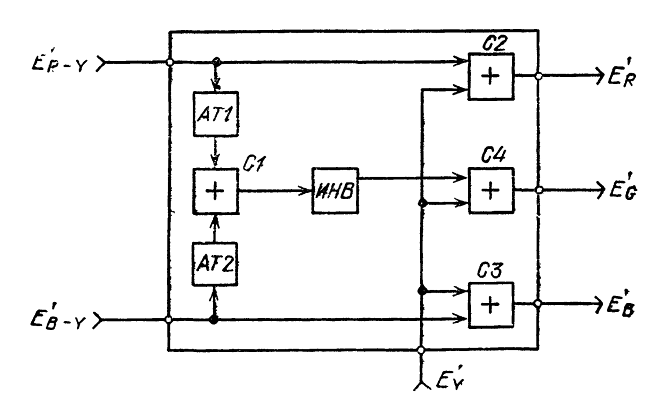


Рис. 6.1. Функциональная схема матричной цепи сигналов основных цветов

ный сигнал E'_{G-Y} получают сложением сигналов E'_{R-Y} и E'_{B-Y} в соотношении, определяемом формулой (1.5). Чтобы сигнал E'_{G-Y} был положительным, необходимо складывать инвентированные сигналы E'_{R-Y} и E'_{B-Y}. При сложении положительных цветоразностных сигналов инвертируют полученный сигнал E'_{G-Y}.

На рис. 6.1 приведена функциональная схема матрицы *RGB*. На ее входы поступают сигнал яркости и цветоразностные сигналы с соотношением размахов в соответствии с (6.5). Аттенюаторы *AT1* и *AT2* с коэффициентами передачи 0,509 и 0,194, сумматор *C1* и инвертор *ИНВ* образуют матрицу сигнала E'_{G-Y}. На выходах сумматоров *C2—C4* получаются три сигнала основных цветов с одинаковыми амплитудами.

При проверке параметров матрицу *RGB* можно рассматривать как шестиполюсник с тремя входами и тремя выходами (рис. 6.2). Коэффициенты передачи такого шестиполюсника удобно обозначать двумя индексами, первый из которых означает, на каком выводе измеряется выходной сигнал, а второй — на какой вывод подается входной сигнал. Например, A_{GR} означает коэффициент передачи между входом E'_{R-Y} и выходом E'_G. Все три коэффициента передачи по сигналу яркости должны быть одинаковы

$$A_{RY}=A_{GY}=A_{BY}. \quad (6.8)$$

Коэффициенты передачи A_{RR} и A_{BB} также должны быть одинаковы и равны коэффициентам передачи по сигналу яркости

$$A_{RR}=A_{BB}=A_{RY}. \quad (6.9)$$

Коэффициенты передачи цветоразностных сигналов на выход E'_G должны составлять

$$A_{GR}=-0,509A_{RR}; \quad (6.10)$$
$$A_{GB}=-0,194A_{RR}.$$

Кроме рассмотренных полезных связей внутри матрицы из-за действия емкостей и проводимостей утечек могут возникнуть паразитные связи, например, сигнал E'_{R-Y} проникает на выход E'_B. На рис. 6.2 эта связь A_{BR} показана штриховой линией. Паразитные связи создают перекрестные искажения, нарушающие цветопередачу. Они должны быть подавлены не менее чем на 30 дБ по отношению к коэффициентам A_{RR} и A_{BB}.

6.2. Схемные решения матричных цепей

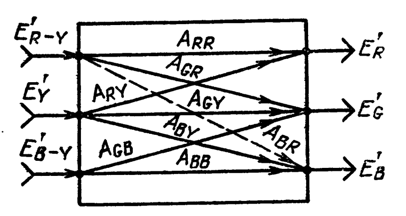


Рис. 6.2. Матрица RGB как шестиполюсник

По методу выполнения матрицы можно разделить на пассивные и активные. В пассивных сумматоры и аттенюаторы выполняют из резисторов. Транзисторы исполняют только для инвертирования сигналов и в качестве буферов, предотвращающих обратное

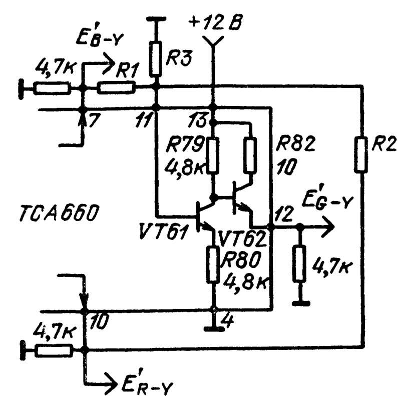


Рис. 6.3. Формирование сигнала E'_{G-Y} в микросхеме К174УК1

прохождение сигналов на входы матрицы. Активные матрицы выполняют, как правило, полностью на транзисторах. Примером пассивной матрицы является матрица сигнала E_{G-Y}, используемая совместно с микросхемой электронных оперативных регуляторов К174УК1 (TCA660). На выходах микросхемы выделяются цветоразностные сигналы E'_{B-Y} и E'_{R-Y} в соотношении 1.264. Кроме того, в составе микросхемы предусмотрен инвертор сигнала E'_{G-Y} в виде одиночного транзисторного каскада с обратной связью в эмиттерной цепи и согласующим эмиттерным повторителем (рис. 6.3).

Сигнал — E'_{G-Y} формируется внешней пассивной матрицей, состоящей из резисторов *R1—R3*. Для расчета номиналов этих резисторов составляют два уравнения, определяющие коэффициенты передачи матрицы со входов *B—Y* и *R—Y*:

$$\frac{R2\,R3}{(R2+R3)\,[R1+R2\,R3/(R2+R3)]}=0{,}194, \qquad (6.11)$$

$$\frac{R1\,R3}{(R1+R3)\,[R2+R1\,R3/(R1+R3)]}=0{,}509.$$

Задавшись значением одного из резисторов, например *R3*, находят выражения для двух других:

$$R1=4{,}154R2\,R3/(R2+R3), \qquad (6.12)$$

$$R2=0{,}584R3. \qquad (6.13)$$

Выбрав $R3=4{,}7$ кОм, получим $R2=2{,}7$ кОм и $R1=7{,}2$ кОм.

Пассивная матрица сигнала E'_{G-Y} может быть и внутренней цепью микросхемы (например, К174ХА17). В микросхеме К174АФ4 матрица сигнала E'_{G-Y} выполнена активной (рис. 6.4). Сумматор образован транзисторами *VT51* и *VT55*, имеющими общую коллекторную нагрузку. Необходимое соотношение сигналов E'_{B-Y} и E'_{R-Y}, поступающих на базы этих транзисторов, обеспечивается выбором номиналов резисторов *R46* и *R48* в эмиттерных цепях.

Матрицы сигналов основных цветов чаще всего выполняют активными. На рис. 6.5 приведена схема дискретной матрицы *RGB*, примененной в телевизоре 67СС фирмы «Томсон». Сигнал яркости через эмиттерный повторитель *VT7* поступает в эмиттерные цепи трех однотипных каскадов *VT1*, *VT3*, *VT5*, на базы которых поданы цветоразностные сигналы. На нагрузках этих каскадов выделяются сигналы E'_R, E'_G и E'_B, размахи которых можно регулировать резисторами *R3*, *R10* и *R17*.

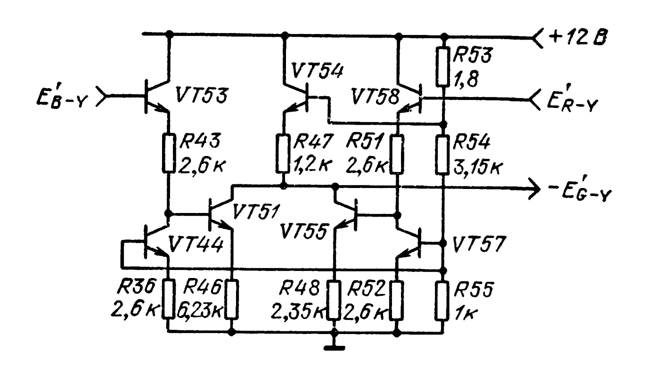


Рис. 6.4. Матрица сигнала E'_{G-Y} в микросхеме К174АФ4

Эмиттерные повторители *VT2*, *VT4* и *VT6* обеспечивают согласование с выходными видеоусилителями.

В полупроводниковых микросхемах основу матриц *RGB* обычно составляют сумматоры в виде дифференциальных усилителей. Электрическая схема такого усилителя приведена на рис. 6.6. Транзистор *VT3*— это генератор тока, питающий эмиттерные цепи транзисторов *VT1* и *VT2*. Резистор $R_{э3}$ является элементом связи между *VT1* и *VT2*. При подаче на базу *VT1* сигнала $U_{б1}$ сигналы на коллекторах получаются инвертированными: $U_{к2} = -U_{к1} = aU_{б1}$, где a — коэффициент передачи каскадов. Аналогично — $U'_{к2} = U'_{к1} = aU_{б2}$. Если сигналы подать на обе базы одновременно, то приращения напряжений на коллекторах составят

$$\Delta U_{к1} = U_{к2} + U'_{к1} = a\left(U_{б2} - U_{б1}\right), \qquad (6.14)$$

$$\Delta U_{к2} = U_{к2} + U'_{к2} = a\left(U_{б1} - U_{б2}\right). \qquad (6.15)$$

Таким образом, приращения сигналов на коллекторах противофазны и определяются разностью сигналов, подаваемых на базы.

Если на базу *VT1* поступает сигнал E'_{R-Y}, а на базу *VT2* — сигнал — E'_{Y}, то

$$U_{к2} = a\left(E'_{R-Y} + E'_{Y}\right) = aE'_{R}, \qquad (6.16)$$

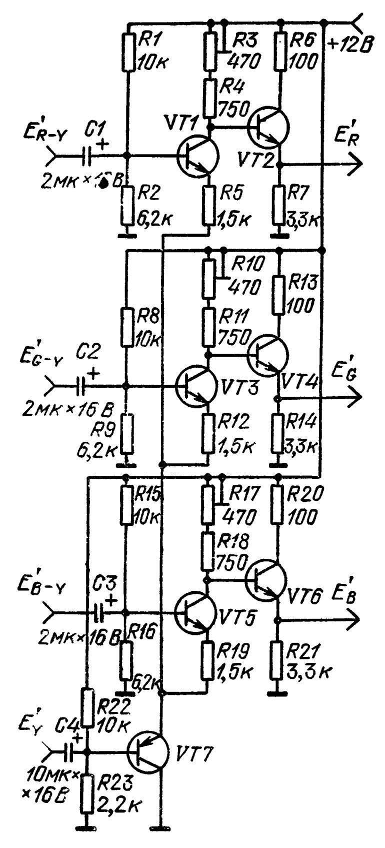
т. е. формируется сигнал E'_{R}. Рассмотренный принцип построения сумматора использован в микросхемах TBA530, TDA2530 (К174АФ5), TDA3501 (К174ХА17) и в некоторых других.

В микросхемах видеопроцессоров TDA4580 и TDA8461 для исключения цветовых искажений в режиме НТСЦ формируют новые значения красного и зеленого цветоразностных сигналов:

$$\left(E'_{R-Y}\right)^{*} = 1{,}57E'_{R-Y} - 0{,}41E'_{B-Y}, \qquad (6.17)$$

$$\left(E'_{G-Y}\right)^{*} = -0{,}43E'_{R-Y} - 0{,}41E'_{B-Y}. \qquad (6.18)$$

Амплитуда сигнала E'_{B-Y} остается неизменной. Для полученных значе-



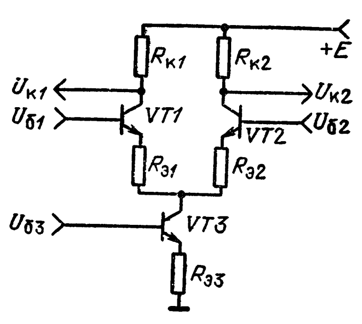


Рис. 6.6. Сумматор матрицы в виде дифференциального усилителя

Рис. 6.5. Дискретная матрица RGB телевизора 67СС фирмы «Томсон»

ний сигналов уравнения (1.2) и (1.5) принимают вид:

$$E'_Y = 0,183\left(E'_Y\right)^* + 0,668\left(E'_G\right)^* + 0,148E'_B. \qquad (6.19)$$

$$\left(E'_{G-Y}\right)^* = -0,274\left(E'_{R-Y}\right)^* - 0,222E'_{B-Y}. \qquad (6.20)$$

Переключение режима матрицирования осуществляется с помощью электронных аттюнюаторов, управляемых сигналами от распознавателя систем ЦТ.

ГЛАВА 7.
ВЫХОДНЫЕ ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ

7.1. Особенности модуляции цветных кинескопов

Промышленность выпускает цветные масочные кинескопы двух типов. В первом типе кинескопов теневая маска имеет круглые отверстия, люминофоры имеют вид точек, а оси электронных прожекторов в плане образуют равносторонний треугольник. Этот тип кинескопов получил название «дельта». Во втором типе кинескопов — компланарном— отверстия маски имеют форму узких вертикальных щелей, люминофоры наносят на колбу в виде вертикальных полосок, а оси электронных прожекторов расположены в горизонтальной плоскости. Кинескоп «дельта» имеет бо́льшую, чем компланарный, разрешающую способность, но обеспечивает при том же токе лучей меньшую яркость изображения и более сложен в регулировке. Одно из главных преимуществ компланарно-

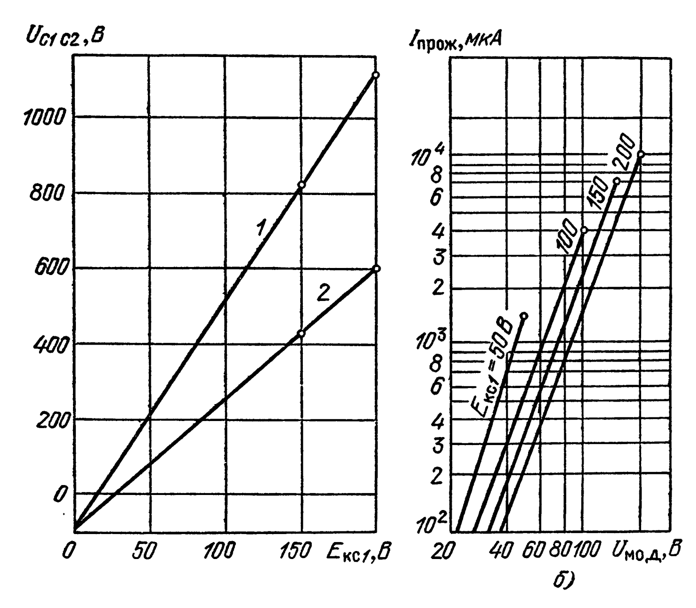


Рис. 7.1. Характеристика кинескопа

го кинескопа состоит в том, что он не требует динамического сведения лучей.

Электронные прожекторы кинескопа «дельта» имеют раздельные выводы катодов, модуляторов и ускоряющих электродов (вторых сеток). В компланарных кинескопах раздельно выведены только катоды. Модуляторы и ускоряющие электроды имеют по одному общему для трех прожекторов выводу. Такая особенность этих кинескопов усложняет требования к видеоусилителям.

В паспорте кинескопа, как «дельта», так и компланарного, обычно приводятся два семейства характеристик. Одно из них (рис. 7.1, *а*) содержит зависимости ускоряющего напряжения от напряжения закрывания ($E_{кс1}$). Прямая *1* соответствует электронным прожекторам с максимальной крутизной, а прямая *2* — с минимальной. График можно интерпретировать и по-другому. Если провести горизонтальную линию, соответствующую выбранному ускоряющему напряжению, то ее пересечения с наклонными прямыми дадут максимально и минимально возможные значения напряжений закрывания. Графики относятся ко всем кинескопам данного типа. Разброс значений закрывающих напряжений прожекторов для одного кинескопа всегда меньше указанного предельного значения.

Второе семейство характеристик (рис. 7.1, *б*) дает зависимости тока одного из электронных прожекторов от модулирующего напряжения, приложенного между модулятором и катодом. Параметром характеристик является закрывающее напряжение $E_{кс1}$. Точки, ограничивающие сверху графики на рис. 7.1, *б*, соответствуют появлению сеточных токов. Рассмотренные графики позволяют правильно выбрать режим работы кинескопа и получить исходные данные для конструирования видеоусилителей. Если в телевизоре используется кинескоп «дельта», за-

крывающие напряжения его прожекторов обычно устанавливают одинаковыми, например 150 В. Из графиков на рис. 7.1, *а* следует, что это можно обеспечить, если выбрать для трех прожекторов разные значения ускоряющих напряжений от 400 до 800 В. Максимальный суммарный средний ток трех лучей не должен превышать допустимого значения (1 мА для кинескопа «дельта» и 1,3 мА для компланарного кинескопа).

Так как на реальных сюжетах белые участки занимают лишь часть площади экрана, пиковые значения токов лучей могут быть сделаны существенно большими, чем предельный средний ток. Это обеспечит более яркое и сочное изображение. В паспорте кинескопов предельные пиковые токи лучей не нормируются. Как уже говорилось, ограничивающим фактором здесь является ухудшение фокусировки. Кроме того, при больших пиковых токах из-за действия цепи ограничения среднего тока получается визуально заметное различие яркостей мелких белых деталей изображения и белых участков с большей площадью. При дальнейших расчетах примем предельное значение пиковых токов равным 1 мА на прожектор, т. е. втрое большим, чем предельное значение среднего тока. Если площадь белых участков изображения станет больше 33 % площади всего экрана, то средний ток трех прожекторов превысит 1 мА, и в телевизоре сработает устройство ограничения среднего тока лучей, что приведет к уменьшению размахов выходных сигналов *RGB*.

При закрывающем напряжении 150 В и пиковом токе прожектора 1 мА модулирующее напряжение должно составлять примерно 75 В (рис. 7.1, *б*). В реальном кинескопе для получения белого цвета свечения экрана требуются разные токи лучей трех прожекторов. Разброс достигает $I_R/I_G=0{,}7...1{,}4$; $I_R/I_B=0{,}9...1{,}6$. Однако для простоты изложения примем эти соотношения равными единице. Любой видеоусилитель создает нелинейные искажения в сигнале, если рабочая точка смещается в область выходных напряжений, близких к нулю или к напряжению источника питания. Запас должен составлять для транзисторного видеоусилителя примерно по 20 В. Кроме того, на регулировку яркости обычно отводят еще примерно 30 В. С учетом этих соображений на рис. 7.2 построены графики зависимости токов лучей кинескопа «дельта» от напряжений на его катодах, создаваемых видеоусилителями. Прожекторы закрываются при $E_K=125$ В. Напряжение питания видеоусилителей может составлять всего 150 В. На модуляторы кинескопа должно быть подано относительно корпуса напряжение — 25 В. При установлении одинаковых закрывающих напряжений крутизна характеристик трех прожекторов получается несколько отличающейся. Для простоты изложения будем считать, что характеристики трех прожекторов совпадают. Чтобы обеспечить баланс белого, коэффициенты передачи видеоусилителей A_R, A_B и A_G устанавливают в соотношении, равном требуемому соотношению токов лучей кинескопа. На рис. 7.2 $I_R/I_B=SUA_R/(SUA_B)=$ $=A_R/A_B$, где S — крутизна характеристики кинескопа. Для регулировки яркости площадку в сигнале яркости смещают на ΔU. На выходах видеоусилителей смещения площадок будут пропорциональны коэффициентам передачи:

$$\Delta U_R=\Delta UA_R;\quad \Delta U_B=\Delta UA_B.$$

Новые значения токов лучей в белом составят:

$$I'_R=S\left(UA_R-\Delta UA_R\right)=SA_R(U-\Delta U);$$

$$I'_B=S\left(UA_B-\Delta UA_B\right)=SA_B(U-\Delta U).$$

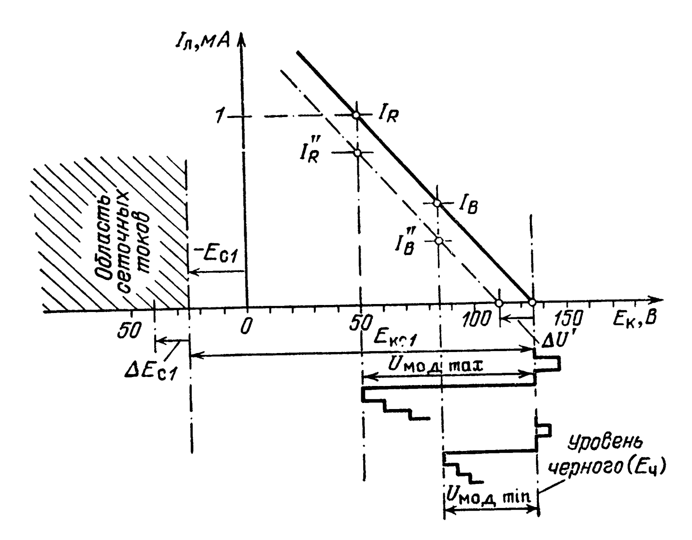


Рис. 7.2. К выбору режима модуляции масочного кинескопа типа «дельта»

Отсюда $I'_R/I'_B = A_R/A_B = I_R/I_B$. Таким образом, регулировка яркости не меняет соотношения токов лучей кинескопа, т. е. не нарушает баланса белого. Результат будет иным, если попытаться регулировать яркость изменением напряжения на модуляторах (ΔE_{c1} на рис. 7.2). При этом характеристики кинескопа смещаются на $\Delta U'$. Значения токов лучей на белом:

$$I''_R = S\left(UA_R - \Delta U'\right)\ I''_B = S\left(UA_B - \Delta U'\right);$$

$$I''_R/I''_B = \left(UA_R - \Delta U'\right)/\left(UA_B - \Delta U'\right) \neq A_R/A_B.$$

Соотношение токов меняется, а значит, нарушается баланс белого.

Отметим, что по мере совершенствования телевизоров регулятор яркости постепенно превратился в анахронизм, оставшийся с того времени, когда в телевизорах не было надежных цепей фиксации уровня черного. Регулятор яркости нельзя даже считать оперативным, так как неискаженное изображение получается лишь в одной точке его регулировочной характеристики — когда уровень черного в сигнале соответствует закрыванию лучей в кинескопе. Поэтому регулятор яркости правильнее считать установочной подстройкой, наподобие регулятора размера растра. Очевидно, что сокращение пределов регулировки яркости позволяет уменьшать мощность, потребляемую видеоусилителями.

Рассмотрим теперь особенности применения компланарного кинескопа. Так как ускоряющие электроды в таком кинескопе электрически соединены между собой, становится невозможным установить одинаковые закрывающие напряжения изменением ускоряющих напряжений. Например, при ускоряющем напряжении 400 В закрывающие напряжения трех прожекторов могут составлять 140...80 (рис. 7.1, *а*). Соответственно модулирующие напряжения, обеспечивающие ток луча 1 мА, также полу-

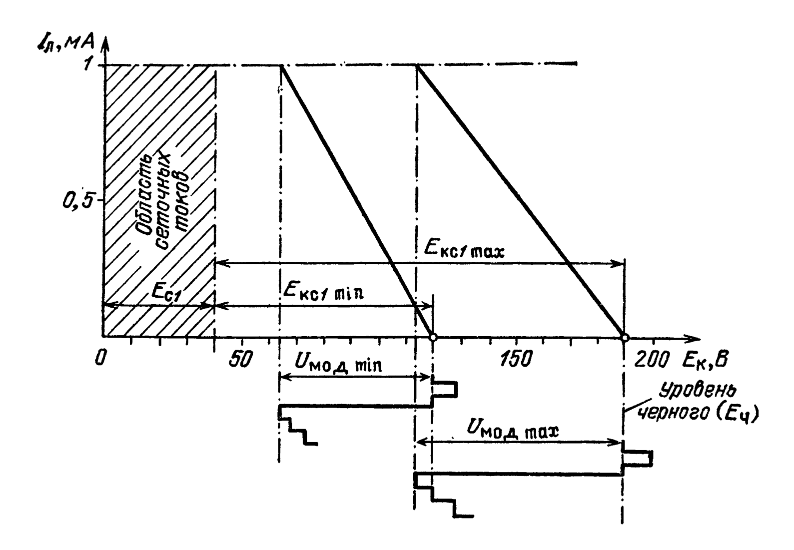


Рис. 7.3. К выбору режима модуляции компланарного кинескопа

чаются разными в трех прожекторах и составляют 50...75 В (рис. 7.1, *б*). Взяв те же запасы по напряжению, что и в примере с масочным кинескопом, получим режимы видеоусилителей, работающих на прожекторы с крайними значениями параметров (рис. 7.3). Уровни черного в выходных сигналах этих усилителей существенно различаются. Напряжение на модуляторах E_{c1} должно быть положительным. Линейный участок амплитудной характеристики видеоусилителей должен быть расширен на значение разности между максимальным и минимальным закрывающими напряжениями. Эти условия удается выполнить, если увеличить напряжение питания от 150 до 200 В. Таким образом, линейный участок амплитудной характеристики видеоусилителя должен быть около 100 В для кинескопа «дельта» и 150 В для компланарного кинескопа.

Активная нагрузка на видеоусилитель определяется отношением максимального размаха сигнала к току, потребляемому катодом кинескопа. Например, при пиковом токе луча 1 мА и размахе сигнала 75 В нагрузка составляет 75 В/1 мА=75 кОм.

Большое значение при расчете видеоусилителей имеет правильная оценка емкости нагрузки. Если заземлить выходы двух видеоусилителей, то емкость нагрузки для третьего видеоусилителя составит около 18 пФ (7 пФ — емкость катода кинескопа, 3 пФ — емкость панельки, 8 пФ — емкость соединительных проводов). Так как при совместной работе трех видеоусилителей высокочастотные составляющие сигналов яркости синфазны, емкость нагрузки снижается примерно до 14 пФ.

В цветных телевизорах некоторых зарубежных стран, например Японии, для улучшения потребительских параметров порог ограничения среднего тока трех лучей кинескопа повышен до значений более 1 мА при напряжении на втором аноде 27...28 кВ и размахах выходных сигналов *RGB* около 80 В. Это резко увеличивает яркость и контрастность цветного изображения, что делает возможным просмотр телевизионных передач при солнечном освещении. Чтобы при этом сохранялась фокуси-

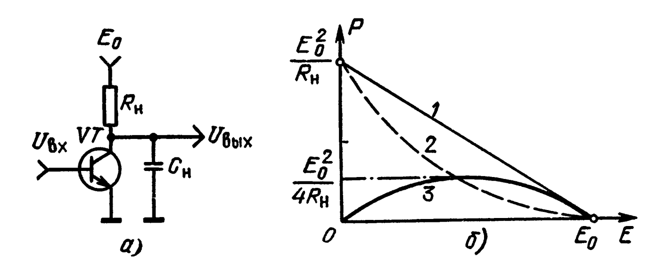


Рис. 7.4. Выходной каскад видеоусилителя с резистивной нагрузкой: *а* — электрическая схема; *б* — зависимость рассеиваемой мощности от положения рабочей точки (*1* — суммарная мощность потерь; *2* — потери в нагрузке; *3* — потери в транзисторе)

ровка лучей и мало менялось ускоряющее напряжение, применяют специальный кинескоп и высоковольтный выпрямитель с большим запасом по току и малым внутренним сопротивлением.

7.2. Типы выходных каскадов видеоусилителей

Каскад с резистивной нагрузкой. Обычно усилитель выполняют по схеме с общим эмиттером (рис. 7.4, *а*). При подаче на базу положительного скачка напряжения транзистор открывается и разряжает емкость нагрузки $C_н$. Длительность фронта в выходном сигнале определяется частотными свойствами транзистора и сокращается при использовании корректирующих цепей и отрицательной обратной связи. Когда же на базу поступает отрицательный перепад напряжения и транзистор закрывается, скорость зарядки $C_н$ определяется только сопротивлением нагрузки $R_н$ и напряжением питания E_0 и не зависит от параметров транзистора. Максимальное сопротивление резистора нагрузки определяется следующим соотношением:

$$R_н \leqslant -t_ф/[C_{вых} \ln(1-k)], \qquad (7.1)$$

где $t_ф$ — требуемая длительность фронта; $C_{вых}$ — сумма емкости нагрузки, выходной емкости транзистора и емкости монтажа видеоусилителя; k — коэффициент, учитывающий, насколько уровень черного $E_ч$ близок к напряжению питания E_0:

$$k = 1/[1 + (E_0 - E_ч)/U_{мод}]. \qquad (7.2)$$

Чем большим выбрано напряжение питания, тем меньше получается k, а значит, при том же $R_н$ длительность фронта $t_ф$ уменьшается.

Пусть, как на рис. 7.3, $E_ч = 190$ В, $E_0 = 220$ В, $U_{мод} = 75$ В, емкость нагрузки $C_п = 14$ пФ, емкость транзистора 4 пФ, емкость монтажа 3 пФ, требуемая длительность фронта $t_ф = 150$ нс. Тогда $k = 0{,}714$; $R \geqslant -150 \cdot 10^{-9}/(14+4+3) \cdot 10^{-12} \ln 0{,}286 = 5{,}7$ кОм.

$$R_н \geqslant -150 \cdot 10^{-9}/(14+4+3) \cdot 10^{-12} \ln 0{,}286 = 5{,}7 \text{ кОм}$$

На рис. 7.4, *б* показаны графики зависимости рассеиваемой в элементах усилителя мощности от положения рабочей точки. В транзисторе наибольшая мощность рассеивается, когда напряжение на нем равно половине напряжения питания:

$$P_{т max} = E_б^2/\left(4R_н\right) = 220^2\,(4 \cdot 5{,}7 \cdot 10^3) = 2{,}12 \text{ Вт}.$$

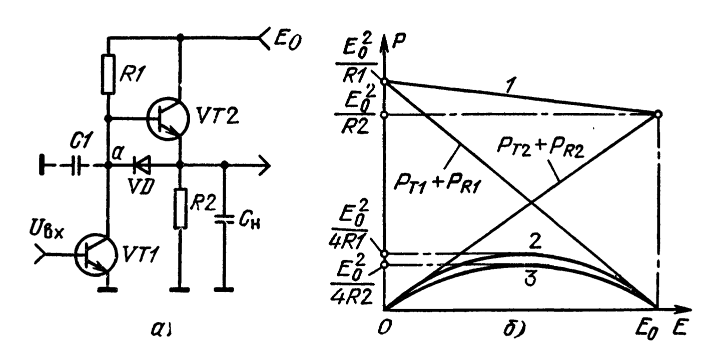


Рис. 7.5. Выходной каскад видеоусилителя с активной нагрузкой:
а — электрическая схема; *б* — зависимость рассеиваемой мощности от положения рабочей точки (*1* — суммарная мощность потерь; *2* — потери в *VT1*(P_{T1}); *3* — потери в *VT2*(P_{T2})

В видеоусилителе в целом максимальная мощность рассеивается при передаче уровня белого:

$$P_б = E_0 (U_{мод} + E_0 - E_ч)/R_н, \tag{7.3}$$

$P_б$=220(75+220—190)/5,7·10³=4,05 Вт, или более 12 Вт для всех трех видеоусилителей. При этом в резисторе нагрузки рассеивается: $P_R = (U_{мод}+E_0-E_ч)/R_н$=1,93 Вт. Мощность, потребляемая в режиме передачи черного, находится по формуле (7.3) при условии $U_{мод}=0$:

$$P_ч = E_0 (E_0 - E_ч)/R_н = 220 (220 - 190)/5,7 \cdot 10^3 = 1,15 \text{ Вт}.$$

Для уменьшения потребляемой усилителем мощности напряжение питания следует выбирать минимально возможным.

Каскад с активной нагрузкой. Видеоусилитель выполняется на двух транзисторах *n-p-n* (рис. 7.5, *а*). Транзистор *VT1* включен по схеме с общим эмиттером, *VT2* образует эмиттерный повторитель. Так как эмиттерный повторитель отделяет емкость кинескопа $C_н$ от коллектора *VT1*, сопротивление *R1* может быть существенно увеличено без ущерба для частотных свойств видеоусилителя. В результате снижается потребляемая усилителем мощность [7.1]. При подаче на вход отрицательного перепада напряжения *VT1* закрывается, напряжение на его коллекторе увеличивается и емкость нагрузки быстро заряжается через малое выходное сопротивление эмиттерного повторителя. Когда на вход усилителя поступает положительный скачок напряжения, *VT1* переходит в режим насыщения, напряжение на его коллекторе падает и $C_н$ быстро разряжается через диод *VD* и транзистор *VT1*. Поэтому в видеоусилителе с активной нагрузкой длительности фронта и среза выходных импульсов могут быть сделаны одинаковыми. Длительность фронта ограничена скоростью зарядки емкости *C1* (рис. 7.5, *а*) через резистор нагрузки *R1*. Конденсатор *C1* состоит из емкостей коллектор — база транзисторов *VT1* и *VT2*, емкости диода *VD* и монтажной емкости точки *а* относительно земли.

Максимальное значение *R1* определяется по формуле (7.1). Пусть коллекторно-базовые емкости транзисторов составляют 1,8 пФ, емкость диода 1 пФ, емкость монтажа 3 пФ, а режим работы усилителя такой

же, как в предыдущем расчете. Тогда

$$R1_{max} \leqslant -\frac{150\cdot 10^{-9}}{(1,8+1,8+1,0+3)\,10^{-12}\ln 0,286} = 15,7 \text{ кОм}.$$

Ближайшее стандартизованное значение 15 кОм.

Мощность, рассеиваемая в *VT1* и *R1*, максимальна при малых $U_{вых}$. Наоборот, мощность, рассеиваемая в *VT2* и *R2*, максимальна, когда *VT1* закрыт и $U_{вых}=E_0$ (рис. 7.5, *б*). В результате суммарная мощность, рассеиваемая в усилителе с активной нагрузкой, относительно мало зависит от положения рабочей точки. Такая особенность упрощает требования к источнику питания. Максимальные мощности, рассеиваемые транзисторами в статическом режиме, как и для обычного усилителя, получаются при $U_{вых}=E_0/2$:

$$P_{\text{т}1max} = E_0^2/4R1 = 220^2/(4\cdot 15\cdot 10^3) = 0,8 \text{ Вт};$$

$P_{\text{т}2max}=E_0^2/4R2$. Резистор *R2* обычно используется в качестве верхнего плеча делителя отрицательной обратной связи. Значение его выбирается около 70 кОм. Тогда $P_{\text{т}2max}=220^2/(4\cdot 7\cdot 10^4)=0{,}173$ Вт. Общая мощность потерь в режиме передачи белого

$$P_б = \frac{E_0}{R1}(E_0 - E_ч + U_{мод}) + \frac{E_0}{R2}(E_ч - U_{мод}) =$$

$$= \frac{220}{15\cdot 10^3}(220 - 190 + 75) + \frac{220}{70\cdot 10^3}(190 - 75) = 1,9 \text{ Вт}.$$

Транзистор *VT1* должен быть более мощным, чем *VT2*. Мощность, потребляемая в режиме передачи черного:

$$P_ч = \frac{220}{15\cdot 10^3}(220 - 190) + \frac{220}{70\cdot 10^3}\,190 = 1,0 \text{ Вт}.$$

Таким образом, в усилителе с активной нагрузкой при одинаковых с обычным усилителем частотных свойствах максимальная мощность, потребляемая в статическом режиме, снижается более чем в 2 раза. Практически при конструировании усилителей с активной нагрузкой значение *R1* выбирают бóльшим, чем это следует из формулы (7.1), исходя из того, что амплитуды спектральных составляющих видеосигнала уменьшаются с ростом частоты. В результате достигается дополнительное снижение мощности, потребляемой в статическом режиме.

При воспроизведении быстрых изменений входного сигнала кроме статической мощности в транзисторах рассеивается и так называемая динамическая мощность. Наиболее тяжелый режим получается, когда с видеоусилителя снимается синусоидальный сигнал с максимальной амплитудой и на высшей частоте полосы пропускания. В таком режиме транзисторы *VT1* и *VT2* работают как ключи, перезаряжающие $C_н$.

Пусть на выходе видеоусилителя присутствуют постоянная составляющая $E_{ср}$ и высокочастотный сигнал $u=U\cos\omega t$. Тогда через емкость нагрузки будет протекать ток

$$i = C_н\frac{du}{dt} = -I\sin\omega t, \qquad (7.4)$$

где $I=\omega C_н U$. Через транзисторы *VT1* и *VT2* будут поочередно проходить положительные и отрицательные полуволны этого тока. В каждом

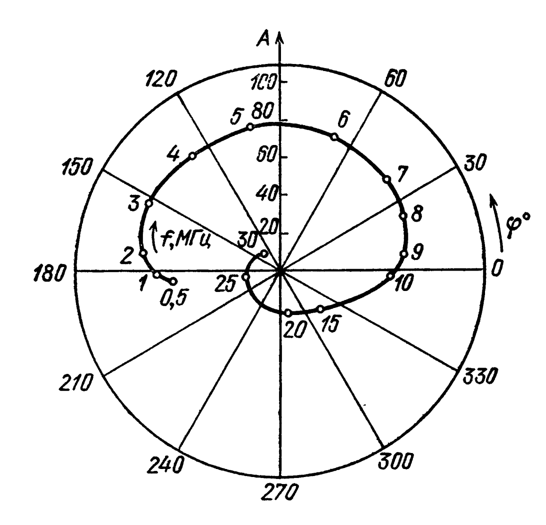


Рис. 7.6. Диаграмма коэффициента передачи видеоусилителя с активной нагрузкой телевизора «Идеалколор 3600» фирмы ИТТ (транзисторы BF459, предварительный усилитель на микросхеме TDA2530)

транзисторе рассеивается динамическая мощность:

$$P_{\partial} = \frac{1}{T}\int_{0}^{T/2} I \sin \omega t \left(E_{cp} + U \cos \omega t\right) dt = 2C_{н} U E_{cp} f. \qquad (7.5)$$

Если $E_{cp}=100$ В, $U=75$ В, $C_0=14$ пФ, $f=6$ МГц, то $P_{\partial}=2\cdot 14\cdot 10^{-12}\times$ $\times 75/100\cdot 6\cdot 10^{6}=1{,}26$ Вт. Практически высокочастотные составляющие с таким размахом в телевизионном сигнале отсутствуют и динамическая мощность не превышает 200...300 мВт.

Видеоусилитель с активной нагрузкой относительно устойчив к пробоям в кинескопе. Когда в результате пробоя напряжение на выходе видеоусилителя увеличивается, возрастает ток через резистор *R2*, входящий в цепь отрицательной обратной связи. Под действием обратной связи транзистор *VT1* переходит в режим насыщения и закорачивает катод кинескопа на землю. Поэтому разряд не разрушает элементов устройства. Чтобы при случайных коротких замыканиях нагрузки на корпус не вышел из строя *VT2*, в его коллекторную цепь включают защитный резистор 0,5...1,0 кОм.

Мощность, рассеиваемую в элементах видеоусилителя с активной нагрузкой, можно существенно уменьшить, если снизить напряжение источника питания. Это можно сделать, если (см. рис. 7.3) выбрать $E_{c1}=0$ и сократить диапазон регулировки яркости от 25 до 10 В. Тогда напряжение питания снижается от 220 до 170 В. При этом $P_{т1max}=$ $=170^2/(4\cdot 15\cdot 10^3)=0{,}48$ Вт. Статическая мощность, рассеиваемая в транзисторе *VT1*, уменьшается почти вдвое.

Как уже было показано, полоса пропускания видеоусилителя с активной нагрузкой в режиме большого сигнала ограничена суммарной емкостью между корпусом и коллектором транзистора *VT1*. В режиме малого сигнала полоса пропускания оказывается весьма широкой. На рис. 7.6 приведена экспериментально измеренная круговая диаграмма коэффициента передачи видеоусилителя с активной нагрузкой в телевизо-

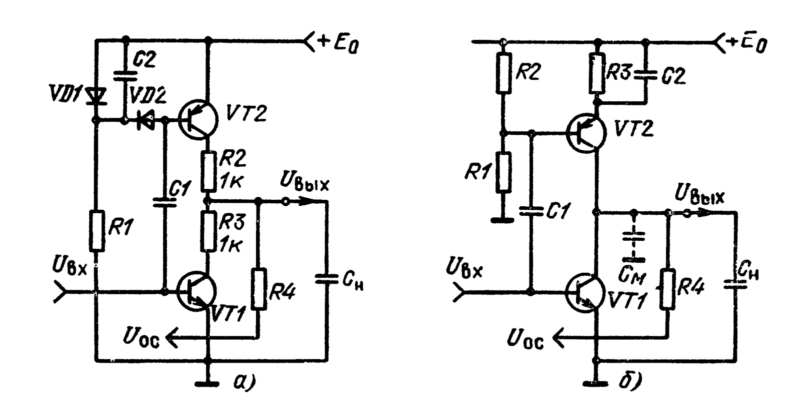


Рис. 7.7. Комплементарные видеоусилители:
а — усилитель, работающий в режиме *В*; *б* — усилитель, работающий в режиме *АВ*

ре «Идеал-колор 3600» фирмы ИТТ. На этой диаграмме расстояние от центра до текущей точки на кривой соответствует модулю коэффициента передачи, а угол по отношению к положительному направлению горизонтальной оси — фазовому углу коэффициента передачи. Измерения проводились для размаха выходного сигнала 5 В. Фазовый угол коэффициента передачи на низких частотах близок к 180°. С повышением частоты значение фазового угла уменьшается и на частоте около 10 МГц проходит через нуль. Модуль коэффициента передачи при этом остается еще значительным. Поэтому усилители с активной нагрузкой склонны к генерации на частотах 10...20 МГц. Такая генерация не проявляется непосредственно на изображении, но создает помехи радиоканалу как данного телевизора, так и других близко расположенных телевизоров и радиоприемников. Генерация возникает тем легче, чем меньшим выбран ток покоя транзисторов. Борьба с возбуждением сводится к оптимизации монтажа и уменьшению сопротивления *R1*.

Комплементарные видеоусилители. Комплементарный видеоусилитель состоит из последовательно включенных транзисторов *n-p-n* и *p-n-p*. Выходной сигнал снимается с соединенных между собой коллекторов транзисторов. На базы подают синфазные входные сигналы. Положительные полуволны входного сигнала открывают транзистор *n-p-n* и разряжают емкость нагрузки $C_н$. Отрицательные полуволны входного сигнала открывают транзистор *p-n-p* и вызывают зарядку $C_н$.

Практически применяют два варианта выполнения комплементарных видеоусилителей. Первый вариант, упрощенная схема которого приведена на рис. 7.7, *а*, работает в режиме В. Входной сигнал от предварительного усилителя подается на базу транзистора *n-p-n (VT1)*. Сигнал на базу транзистора *p-n-p (VT2)* поступает через конденсатор *C1*. Смещение на базу транзистора *VT2* подается с делителя, образованного резистором *R1* и диодом *VD1*. Такая схема поддерживает в диапазоне температур начальный ток через *VT2*, равный $I_0 = E_0/R_1$. Когда на базу *VT2* поступает отрицательная полуволна входного сигнала, *VD2* закрывается, а ток через *VT2* вызывает зарядку $C_н$ и увеличивает выходное напряжение видеоусилителя. Положительное приращение входного сигнала закрывает *VT2* и открывает *VT1*, что вызывает уменьшение выходного напряжения. Резисторы *R2* и *R3* защищают транзисторы при

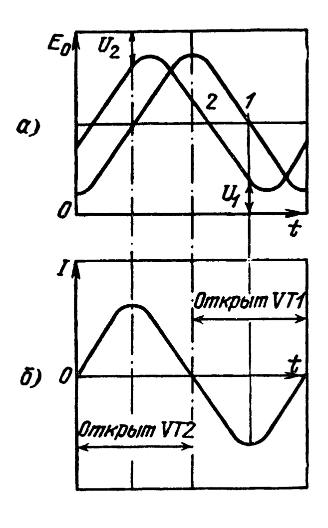


Рис. 7.8. Влияние защитных резисторов на фазу выходного напряжения в комплементарном видеоусилителе:

а — форма напряжения на коллекторах транзисторов (*1* — без резисторов, *2* — с резисторами); *б* — форма тока через нагрузку

случайных замыканиях нагрузки на корпус или источник питания.

Введение защитных резисторов *R2* и *R3* приводит также к некоторому снижению рассеиваемой в транзисторах динамической мощности. Это объясняется тем, что фазовый сдвиг между напряжением на коллекторах транзисторов (рис. 7.8, *а*) и током через емкость нагрузки (рис. 7.8, *б*) становится меньше 90°. В результате снижается мгновенное значение мощности, рассеиваемой в транзисторах. Для *VT2* эта мощность равна произведению мгновенного значения положительной полуволны тока на мгновенное напряжение, отчитываемое между E_0 и кривой *2*, а для *VT1* мгновенное значение отрицательной полуволны тока умножается на мгновенное значение напряжения, отсчитываемого от нулевого значения до кривой *2* (рис. 7.8, *а*).

Через *R4* на рис. 7.7, *а* на предварительный усилитель подается напряжение отрицательной обратной связи.

Статическая мощность, рассеиваемая в каждом транзисторе, составляет примерно 100 мВт, поэтому транзисторы могут устанавливаться на печатной плате без радиаторов. Динамическая рассеиваемая мощность определяется по формуле (7.5) и при воспроизведении реальных сюжетов не превышает 300 мВт.

Комплементарный видеоусилитель, работающий в режиме B, имеет следующие недостатки: в момент, когда один из транзисторов закрывается, а второй начинает проводить ток, в выходном сигнале образуется «ступенька», создающая искажения; велико паразитное высокочастотное излучение. Поэтому наряду с усилителями класса B получили распространение комплементарные видеоусилители класса AB [7.2]. Упрощенная схема такого видеоусилителя дана на рис. 7.7, *б*. Ток покоя транзистора *VT2* задается делителем напряжения *R1*, *R2* и резистором *R3* в цепи эмиттера. При подаче на вход видеоусилителя синусоидального сигнала через *VT2* протекают полуволны тока с амплитудой I_{max}. Постоянная составляющая тока через *VT2* $I_0=I_{max}/\pi$. Пусть на выходе усилителя выделяется синусоидальное напряжение $u=U\cos\omega t$. Тогда через суммарную выходную емкость $C_{вых}$ будет проходить ток

$$i = C_{вых}\frac{du}{dt} = -2U\pi f C_{вых}\sin\omega t.$$

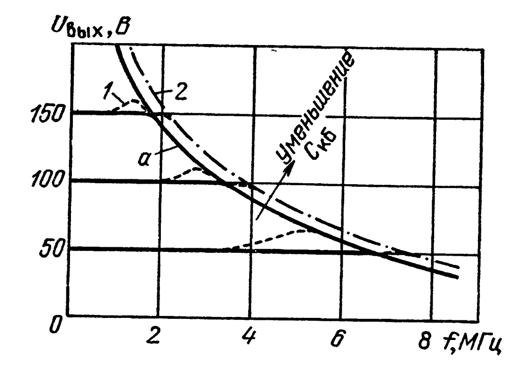
Пиковое значение этого тока составляет $I_{max}=2U\pi f C_{вых}$. Здесь $2U$ — размах выходного сигнала, который обозначим U_{max}. Значит,

$$I_0 = I_{max}/\pi = U_{max} f C_{вых}. \qquad (7.6)$$

В состав $C_{вых}$, как это показано на рис. 7.7, *б*, кроме емкости кинескопа с соединительными проводами (14 пФ) входят две емкости коллектор—

Рис. 7.9. Зависимость полосы пропускания комплементарного видеоусилителя от размаха выходного сигнала:

1 — влияние частотной коррекции в цепи отрицательной обратной связи; *2* — влияние уменьшения $C_{кб}$ транзисторов



база транзисторов (2·1,8 пФ) и монтажная емкость видеоусилителя $C_м$ (3 пФ).

Пусть на частоте 5 МГц максимальный размах выходного сигнала равен 50 В. Тогда ток покоя через *VT2* должен составлять

$$I_0 = 50 \cdot 5 \cdot 10^6 (14 + 3{,}6 + 3)\ 10^{-12} = 5{,}1 \text{ мА}.$$

Длительность фронта и среза в выходном сигнале комплементарного видеоусилителя определяется из соотношения

$$t_ф = \frac{U_{max}}{I_{max}} C_{вых}. \tag{7.7}$$

При $U_{max}=100$ В, $I_{max}=15$ мА и $C_{вых}=21$ пФ $t_ф=140$ нс.

Максимальный размах выходного сигнала в комплементарном видеоусилителе уменьшается с ростом частоты, как это показано на рис. 7.9. Предельно достижимая полоса пропускания при данном размахе выходного сигнала ограничивается гиперболой *a*, ход которой зависит от емкости $C_{кб}$ примененных в усилителе транзисторов. Чем меньше $C_{кб}$, тем больший размах сигнала можно получить. Применение частотно-зависимой отрицательной обратной связи лишь создает подъем в АЧХ, но не меняет полосы пропускания.

7.3. Устройства автоматического баланса белого

Для того чтобы черно-белые участки цветного изображения во всем диапазоне яркости —от черного до белого — воспроизводились без окраски, т. е. обеспечивался бы баланс белого, в телевизоре предусмотрены специальные подстроечные органы регулировки. Они обычно содержат шесть резисторов, три из которых позволяют регулировать точки закрывания лучей кинескопа, а три — размахи сигналов *RGB*. Устройства фиксации уровня черного, применяемые в выходных видеоусилителях, имеряют и поддерживают постоянными напряжения на катодах кинескопа при прохождении в сигнале площадок фиксации. Однако по мере старения кинескопа эмиссия катодов уменьшается по-разному в трех прожекторах и баланс белого нарушается.

В последнее время разработаны и внедрены в микросхемы матриц *RGB* (TDA3505, TDA3562A, TDA3300, КР1021ХА4 и др.) схемные решения, обеспечивающие необходимое для баланса белого соотношение

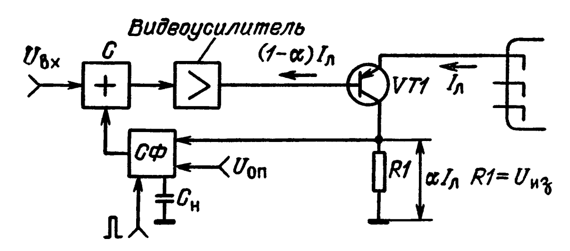


Рис. 7.10. Принцип стабилизации темнового тока луча кинескопа

темновых токов лучей в течение всего срока службы кинескопа. Основная особенность этих схем состоит в том, что они реагируют не на потенциал на катоде, а на ток луча кинескопа. Для измерения тока луча применяется каскад, схема которого приведена на рис. 7.10. Между выходным каскадом видеоусилителя и катодом кинескопа включен эмиттерный повторитель на высоковольтном *p-n-p* транзисторе *VT1*. Он без искажений передает видеосигнал на катод кинескопа. Ток луча электронного прожектора является эмиттерным током этого транзистора: $I_э = I_л$. Он разделяется на ток коллектора $I_К = \alpha I_л$ и ток базы $I_Б = (1 - \alpha) I_э = (1 - \alpha) I_л$. Так как $\alpha \approx 1$, можно считать, что коллекторный ток транзистора весьма близок к току луча.

В цепь коллектора *VT1* включен измерительный резистор *R1*. Измеряя падение напряжения на этом резисторе, определяют мгновенное значение тока луча $I_л = U_{из}/R1$. Напряжение $U_{из}$ с резистора *R1* поступает на устройство фиксации *СФ*, открываемое в моменты прохождения через усилитель введенного в сигнал на обратном ходу по полю измерительного импульса. Измеренные уровни тока луча при воспроизведении импульса сравниваются с опорным напряжением $U_{оп}$, и получившийся сигнал ошибки подзаряжает накопительный конденсатор $С_н$. Напряжение с накопительного конденсатора складывается с входным сигналом в сумматоре *С*. В результате независимо от уровня эмиссии катода кинескопа напряжение на эмиттере *VT1* при воспроизведении площадок фиксации поддерживается таким, что ток луча составляет заданное значение (обычно около 10 мкА). Измерительные транзисторы включаются на выходах всех трех видеоусилителей, а сопротивления резисторов в их коллекторах выбирают так, чтобы при соотношении токов лучей, обеспечивающем получение белого цвета свечения экрана, напряжения на резисторах были одинаковыми. При использовании таких схем в телевизоре из шести подстроечных резисторов баланса белого остаются только три, регулирующие размахи сигналов. Такая система стабилизации баланса белого применена, например, в микросхеме TDA3300 фирмы «Моторола». Недостаток такой системы стабилизации — необходимость подбора значений измерительных резисторов для компенсации разброса соотношения токов лучей в используемом кинескопе, обеспечивающего получение белого цвета свечения экрана.

Более совершенные устройства стабилизации темновых токов применены в микросхемах TDA3505 и TDA3562A фирмы «Филипс», а также в отечественной микросхеме КР1021ХА4. В этих микросхемах специальным формирователем (*ФИ* на рис. 7.11) вырабатывается не один, а три измерительных импульса (рис. 7.12, *в, г, д*), которые поочередно, в течение трех строк в конце кадрового интервала гашения, вводятся в сигнал E'_R, E'_G, E'_B с помощью сумматоров *С1—С3*, как это показано

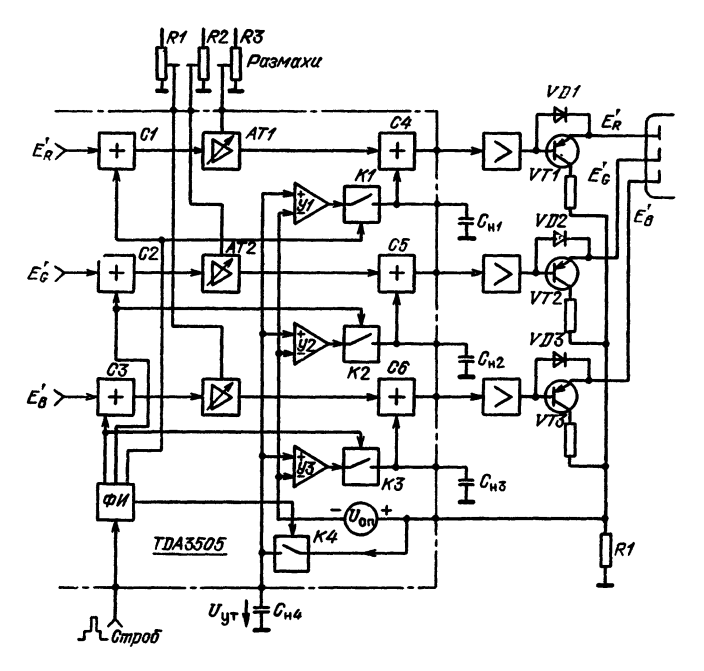


Рис. 7.11. Система стабилизации темнового тока в микросхеме TDA3505

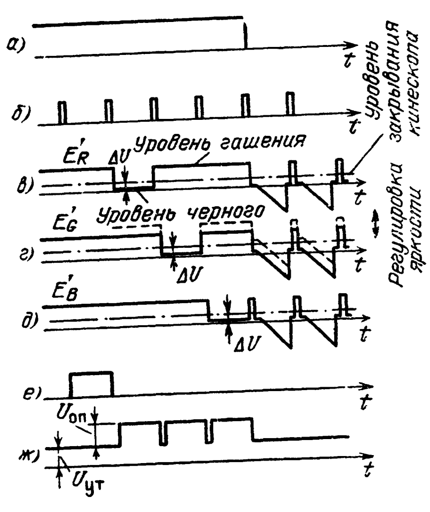


Рис. 7.12. Эпюры сигналов в схеме на рис. 7.11:

а — кадровый гасящий импульс; *б* — строчные гасящие импульсы; *в—д* — измерительные импульсы в сигналах *RGB*; *е* — импульс, управляющий измерением тока утечки; *ж* — форма сигнала на измерительном резисторе

на рис. 7.11 [7.3]. Импульсы считываются тремя измерительными транзисторами *VT1—VT3* и выделяются на их общем измерительном сопротивлении *R1*. Получается сигнал, показанный на рис. 7.12, *ж*. Из этого сигнала внутри микросхемы вычитается опорное напряжение $U_{оп}$, равное амплитуде импульса в данном канале, с учетом действия регуляторов размахов *R1—R3*. Полученная разность $U_{из}—U_{оп}$ подается на инвертирующие входы операционных усилителей *Y1—Y3*. На вторые, неинвертирующие входы усилителей поступает напряжение $U_{ут}$, создаваемое на *R1* током утечек транзисторов *VT1—VT3*. Ток утечки считывается в активный интервал строки, предшествующий первому измерительному импульсу. Для этого в микросхеме формируется импульс, показанный на рис. 7.12, *е*, который открывает ключ *K4*.

На выходах операционных усилителей выделяются сигналы ошибки $U_{ош}=U_{ут}—(U_{из}—U_{оп})$ Эти сигналы через ключи *K1—K3*, которые замыкаются, когда в данном канале проходит имерительный импульс, поступают на накопительные конденсаторы $C_{н1}—C_{н3}$. Постоянные напряжения, запоминаемые этими конденсаторами, вводятся в сигналы *RGB* с помощью сумматоров *C4—C6*. В результате образуется цепь авторегулирования, уменьшающая сигнал ошибки $U_{ош}$ до значения, близкого к нулю. При этом $U_{из}=U_{оп}+U_{ут}$. Так как зарядка конденсаторов происходит лишь в течение одной строки за поле, их емкости должны быть достаточно большими, чтобы исключить влияние саморазрядки.

Рассмотренная система в установившемся режиме поддерживает ток луча в интервале измерения: $I_л=U_{из}/R1—U_{ут}/R1=(U_{оп}+U_{ут})/R1—U_{ут}/R1=U_{оп}/R1$. Обычно $I_л$ составляет 10 мкА, т. е. сигналы на трех катодах кинескопа смещаются так, что вершины измерительных импульсов отстоят от уровня, соответствующего закрыванию кинескопа на ΔU (рис. 7.12, *в*). Это приращение напряжения и создает токи лучей 10 мкА. Режим эквивалентен тому, что характеристики кинескопа пересекаются при токе 10 мкА. На ярких участках изображения размахи сигналов устанавливают с помощью подстроечных регуляторов (*R1—R3* на рис. 7.11) такими, чтоб было заданное соотношение токов лучей. В результате на ярких участках обеспечивается точный баланс белого, а вблизи точек закрывания кинескопа — приближенный, с погрешностью 10 мкА. Для массовых телевизоров такая погрешность считается допустимой. На участках сигналов, где передаются измерительные импульсы, работа оперативного регулятора яркости блокируется. Поэтому при регулировке яркости сигнал смещается относительно опорных площадок, положение которых не меняется (как это показано на рис. 7.12, *г*), что и обеспечивает изменение яркости. Номинальное положение регулятора яркости соответствует совмещению уровня черного в сигнале с уровнем закрывания кинескопа.

При включении телевизора до разогрева катодов кинескопа токи лучей равны нулю, независимо от напряжений на его электродах. Это вызывает переходный процесс в системе автобаланса, приводящий к скачкообразному увеличению яркости, а потом к ее уменьшению. Чтобы исключить переходный процесс, в микросхемах TDA3562A и КР1021ХА4 предусмотрен специальный триггер задержки, выключающий каналы *RGB* на время, необходимое для разогрева кинескопа.

Как уже отмечалось, в рассмотренной схеме автобаланса совмещаются не точки закрывания на характеристиках кинескопа, а участки, соответствующие токам лучей около 10 мкА. При этом, строго говоря, на темных участках изображения соотношение токов трех лучей отличается от требуемого и не может регулироваться. В дорогих моделях телевизоров идут на некоторое усложнение схемы с тем, чтобы обеспе-

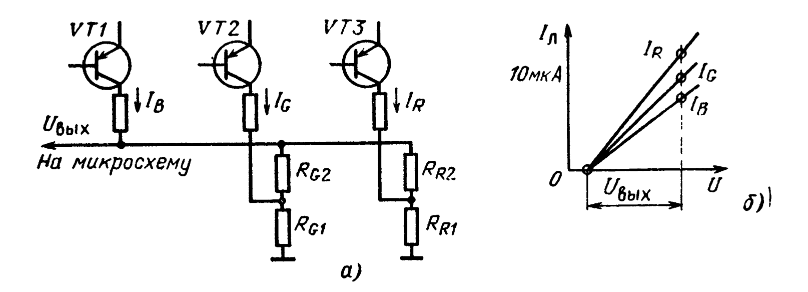


Рис. 7.13. Точный баланс темновых токов:
а — схема измерительных каскадов; *б* — характеристики кинескопа

чить строго постоянное соотношение токов лучей во всем диапазоне яркостей.

Сущность решения состоит в том, что в двух каналах, где требуются наибольшие токи лучей (обычно это каналы R и G), вместо одного общего измерительного резистора $R1$ включают раздельные измерительные резисторы, выполненные в виде делителей R_{R1}, R_{R2} и R_{G1}, R_{G2}, как это показано на рис. 7.13, *а*. При этом

$$R_{R1} + R_{R2} = R_{G1} + R_{G2} = 2R1.$$

Зная соотношение токов лучей, обеспечивающее для используемого кинескопа белый цвет свечения экрана, находят коэффициенты

$$\alpha_R = I_B / I_R < 1; \qquad \alpha_G = I_B / I_G < 1.$$

Значения резисторов в схеме на рис. 7.13, *а* выбирают так, чтобы соотношение токов трех лучей кинескопа при передаче измерительных импульсов обеспечивало бы получение заданного белого, что эквивалентно пересечению характеристик кинескопа в точке закрывания (рис. 7.13, *б*). Измерительное сопротивление для канала В между точкой *а* и корпусом составляет $R_a = R_1$ (параллельное соединение $R_{R1}+R_{R2}$ и $R_{G1}+R_{G2}$). Напряжение $U_{выхB}$, поступающее на схему автобаланса от измерительного импульса канала B, равно:

$$U_{выхB} = I_B R1$$

Значение измерительного сопротивления в канале R (между точкой *б* и корпусом):

$$R_б = [R_{R1}(2R1 + R1 - R_{R1})]/4R1.$$

Тогда напряжение $U_{выхR}$, создаваемое током I_R:

$$U_{выхR} = I_R \frac{R_б (R_{G1} + R_{G2})}{R_{R2} + R_{G1} + R_{G2}} = I_R \frac{R_{R1}}{2}.$$

Аналогично

$$U_{выхG} = I_G R_{G1}/2.$$

Заданные соотношения токов будут обеспечены, если $U_{выхB} = U_{выхR} = U_{выхG} = U_{вых}$, а также:

$$\alpha_R = I_B / I_R = R_{R1}/2R1;$$

$$\alpha_G = I_B / I_G = R_{G1}/2R1.$$

Отсюда

$$R_{R1}=2\alpha_R R1;\ R_{R2}=2R1-R_{R1}=2R1=\ (1-\alpha_R);$$
$$R_{G1}=2\alpha_G R1;\quad R_{G2}=2R1\,(1-\alpha_G). \qquad (7.8)$$

Пусть, например, $\alpha_R=0{,}67$, $\alpha_G=0{,}72$, $R1=65$ кОм. Тогда $R_{R1}=2\cdot 0{,}67\cdot 65=$ $=87{,}1$ кОм; $R_{R2}=42{,}9$ кОм; $R_{G1}=93{,}6$ кОм; $R_{G2}=36{,}4$ кОм.

Если точные значения α_R и α_G неизвестны, но имеется в распоряжении калориметр, измерительные резисторы R_{R1}, R_{R2} и R_{G1}, R_{G2} выполняют в виде двух потенциометров, которые устанавливают в такие положения, чтобы обеспечить получение на темных участках изображения требуемого белого, например белого *С*. Смысл автобаланса при этом состоит в том, что заданное соотношение токов поддерживается автоматически до конца срока службы кинескопа.

Дальнейшее совершенствование цепей баланса белого было направлено на обеспечение автобаланса во всем диапазоне яркостей. Этот принцип реализован в микросхеме процессора TEA5040 фирмы «Томсон». В ней кроме трех импульсов для измерения темновых токов, которые вводятся в сигналы в строках 21, 22 и 23, предусмотрены еще три измерительных импульса (строки 17, 18 и 19), размахи которых соответствуют средним значениям яркости. В состав микросхемы входят шесть операционных усилителей, три из которых обеспечивают баланс темновых токов, а три — необходимое соотношение размахов сигналов. Измерительные резисторы могут выполняться в соответствии со схемой на рис. 7.13, *а*. Если значения измерительных резисторов выбраны в соответствии с выражениями (7.8), то заданное соотношение токов лучей поддерживается в диапазоне яркостей от черного до белого.

Большинство других фирм, выпускающих микросхемы, ограничивается автоматическим балансом темновых токов. Это объясняется тем, что соотношение токов, дающее заданный цвет свечения экрана, мало меняется в течение срока службы кинескопа. Кроме того, измерительные импульсы с большим размахом создают помехи на изображении. В микросхемах видеопроцессоров последних выпусков (например, TDA4680, TDA8461) соотношение размахов выходных сигналов регулируется по цифровой шине, что позволяет при настройке телевизора выполнять эту операцию с помощью специального настроечного пульта дистанционного управления, используя в качестве индикатора колориметр.

7.4. Практические схемы видеоусилителей

Источником сигнала для видеоусилителей обычно служит микросхема матрицы *RGB*. Существуют три группы таких микросхем: без входов для сигналов отрицательной обратной связи (например, К174АФ4); с входами обратной связи, но без устройств фиксации уровней черного (TBA530); с входами для обратной связи и с внутренними устройствами фиксации уровней черного (К174АФ5, TDA2530, TDA2532, TDA3500, TDA3501, К174ХА17). Большинство микросхем матриц дает на выходах сигналы *RGB* с положительной полярностью. При этом выходные видеоусилители должны инвертировать сигналы. Матрица К174АФ4 формирует сигналы с отрицательной полярностью. Поэтому видеоусилители, рассчитанные на работу с этой микросхемой, должны сохранять полярность сигналов.

На рис. 7.14 приведена электрическая схема видеоусилителя с ак-

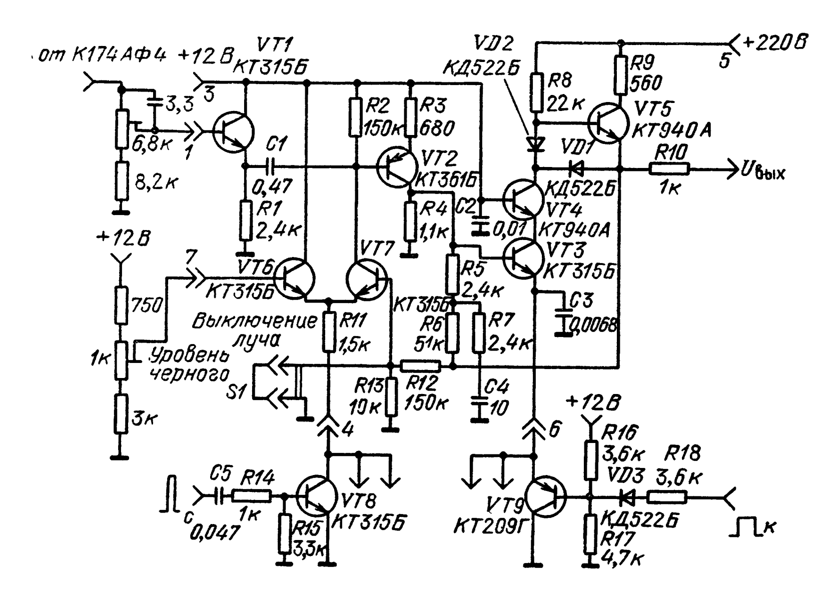


Рис. 7.14. Электрическая схема видеоусилителя с активной нагрузкой, предназначенного для работы с микросхемой К174АФ4

тивной нагрузкой, предназначенного для применения совместно с микросхемой К174АФ4, например, в телевизоре УПИМЦТ-61. Сигнал с выхода матрицы через регулятор размаха поступает на базу эмиттерного повторителя *VT1*. Транзистор *VT2* инвертирует сигнал. Выходные каскады собраны на трех транзисторах. Низковольтный высокочастотный транзистор *VT3* включен по схеме с общим эмиттером, а *VT4* — с общей базой. Такое сочетание транзисторов значительно повышает усиление по мощности и улучшает частотные свойства. Кроме диода *VD1*, обеспечивающего разрядку емкости нагрузки, в схему введен диод *VD2*, который уменьшает «ступеньку» в сигнале, возникающую в момент переключения транзисторов, а также несколько сокращает длительность среза импульсов. Диод *VD2* применяют только в усилителях, где коэффициент передачи в петле обратной связи относительно невелик. Отрицательная обратная связь по сигналу образована делителем напряжения *R6*, *R5*, *R4*. Корректирующая цепь *R7*, *C4* уменьшает глубину обратной связи на высших частотах полосы пропускания.

Устройство фиксации уровня черного выполнено на дифференциальном усилителе *VT6*, *VT7*. На базу *VT6* поступает опорное напряжение от потенциометра подстройки баланса белого. На базу *VT7* с делителя *R12*, *R13* подан выходной сигнал. Дифференциальный усилитель открывается строчными импульсами, подаваемыми на транзистор *VT8*. Если уровень площадки фиксации в сигнале на базе *VT7* не совпадает с напряжением, заданным регулятором баланса белого, происходит перезарядка конденсатора *C1*. Транзистор *VT9* формирует опорное напряжение, необходимое для компенсации постоянной составляющей напряжения на выходе матрицы. Одновременно *VT9* может использоваться как ключ гашения обратного хода развертки по полям. Транзисторы *VT8* и *VT9* — общие

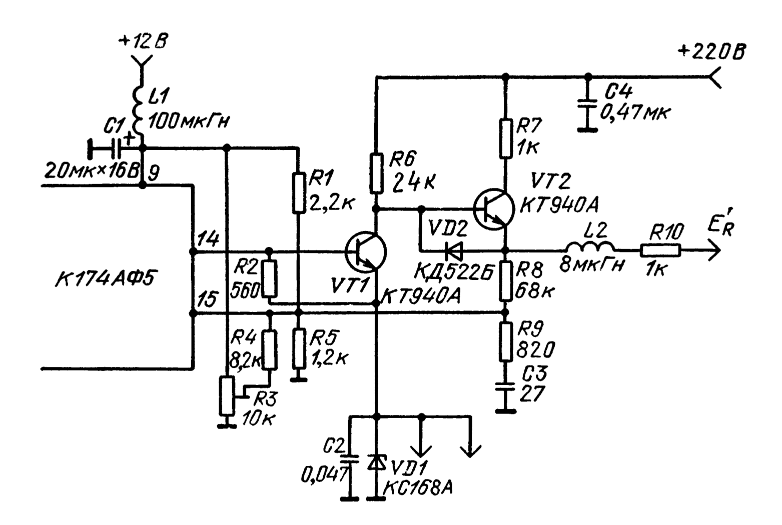


Рис. 7.15. Электрическая схема видеоусилителя с активной нагрузкой телевизора ЗУСЦТ

для трех видеоусилителей. Усилитель имеет следующие параметры:

Коэффициент передачи	70
Погрешность фиксации уровня черного	⩽2 %
Неравномерность плоской части импульсов строк и полей	⩽2 %
Полоса пропускания по уровню —3 дБ при размахе выходного сигнала 100 В	⩾6 МГц
Длительность синусквадратичного импульса *2T* по уровню 0,5	<170 нс
Нелинейные искажения выходного сигнала с размахом 100 В при изменении уровня черного от 130 до 170 В	⩽4,5 %
Мощность, потребляемая от источника 220 В в статическом режиме при уровне черного 170 В	1,4 Вт

Схема видеоусилителя (канал E'_R) с активной нагрузкой, рассчитанного на работу совместно с микросхемой матрицы К174АФ5, показана на рис. 7.15. Микросхема имеет специальные входы для сигналов отрицательной обратной связи (выводы *11*, *13* и *15*). Напряжение обратной связи снимается с выхода усилителя через резистивный делитель напряжения *R8, R1, R5*. Цепь *R9, C3* обеспечивает коррекцию в области верхних частот. Уровень площадки гашения в выходном сигнале регулируется потенциометром *R3*. В эмиттерные цепи первых каскадов усилителей включен общий стабилитрон *VD1*, компенсирующий постоянное напряжение на выходе *14* микросхемы.

Усилитель имеет следующие параметры:

Номинальный размах выходного сигнала	80 В
Погрешность фиксации уровня черного	<5 %
Неравномерность плоской части импульсов строк и полей	<5 %

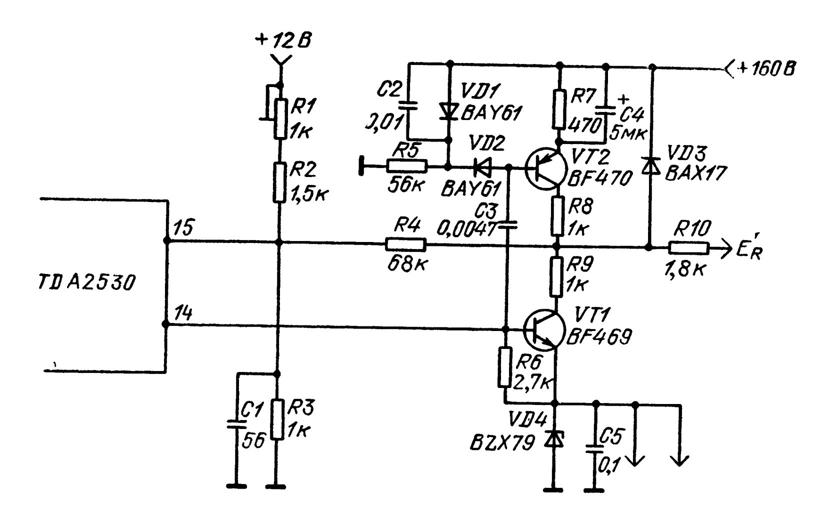


Рис. 7.16. Электрическая схема комплементарного видеоусилителя класса B

Длительность синусквадратичного импульса *2T* по уровню 0,5	⩽180 нс
Полоса пропускания по уровню —3 дБ при размахе выходного сигнала 80 В	⩾6 МГц
Нелинейные искажения выходного сигнала с размахом 80 В	⩽6 %

Рассмотрим теперь пример выполнения комплементарного видеоусилителя, работающего в классе B (рис. 7.16). Усилитель используется с микросхемой TDA2530 (К174АФ5). Уровень черного в выходном сигнале регулируется резистором *R1*. Диод *VD3* защищает транзистор *VT2* при пробоях в кинескопе, когда напряжение на нагрузке становится больше напряжения питания. Стабилитрон *VD4*, общий для трех видеоусилителей, компенсирует постоянную составляющую на выходах микросхемы.

Видеоусилитель имеет следующие основные параметры:

Максимальный размах выходного сигнала	100 В
Полоса пропускания по уровню —3 дБ при размахе выходного сигнала 100 В	4,8 МГц
Полоса пропускания для малого сигнала	>7 МГц
Длительность фронта и среза в выходном сигнале размахом 100 В	⩽120 нс
Нелинейные искажения	⩽4 %
Потребляемая мощность при передаче уровня черного 130 В	0,5 Вт

Все микросхемы видеопроцессоров последних выпусков (TDA3505; TDA4580), а также ряд микросхем декодеров ПАЛ/НТСЦ (КР1021ХА4; TDA3562A; TDA8461) содержат схемы автобаланса темновых токов ки-

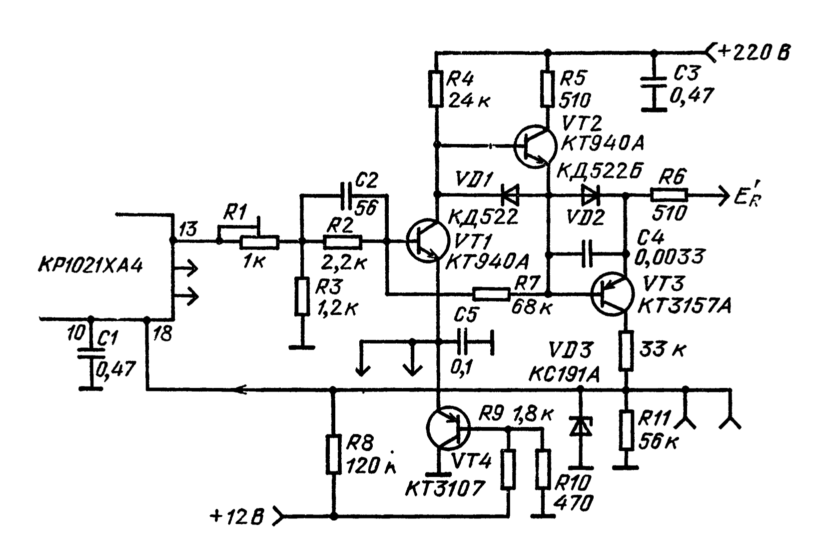


Рис. 7.17. Электрическая схема видеоусилителя с автоматической регулировкой темнового тока луча

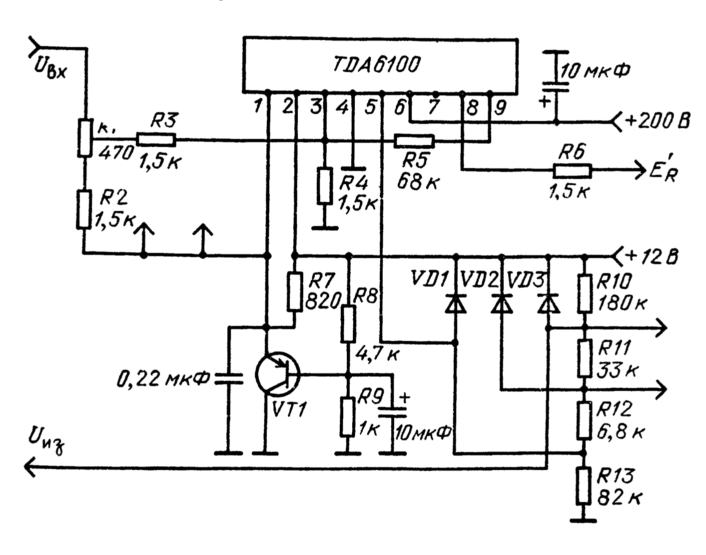


Рис. 7.18. Электрическая схема видеоусилителя на микросхеме TDA6100

нескопа. Поэтому используемые с этими микросхемами видеоусилители должны содержать измерители токов лучей.

В качестве примера на рис. 7.17 приведена электрическая схема такого видеоусилителя, работающего совместно с микросхемой КР1021ХА4.

Усилительная часть схемы выполнена с активной нагрузкой (*VT1, VT2*). Транзистор *VT3* служит измерителем тока луча. Напряжение с измерительного резистора *R11* поступает через вывод *18* в микросхему КР1021ХА4, обеспечивая зарядку накопительного конденсатора *C1*. Диод *VD2* защищает транзистор *VT3* при коротком замыкании нагрузки. Стабилитрон *VD3* защищает микросхему по выводу *18*. Резистор *R1* служит для регулировки размаха сигнала (баланс белого). Выходы измерителей тока двух остальных видеоусилителей подключены к катоду *VD3*. Эмиттерный повторитель *VT4* компенсирует постоянное напряжение на выходах микросхемы.

Кроме видеоусилителей на дискретных элементах существуют микросхемы видеоусилителей. Отечественной промышленностью выпускалась гибридная микросхема К224УК1, содержащая видеоусилитель одного из каналов *RGB*. Схемотехника ее примерно соответствует рис. 7.14. Резисторы нагрузки и обратной связи из микросхемы вынесены.

Фирма «Филипс» серийно выпускает полупроводниковую микросхему одиночного видеоусилителя типа TDA6100. Ее включение показано на рис. 7.18. В отличие от К224УК1 она содержит измеритель тока луча, формирующий напряжение $U_{из}$, подаваемое на микросхему. Транзистор *VT1* создает общее для трех каналов опорное напряжение. Резистор *R1* служит для установки баланса белого. Три корпуса TDA6100 располагают на плате кинескопа. Микросхема рассчитана на использование совместно с TDA4580 или TDA8461.

Представляет интерес разработанная фирмой «Томсон» микросхема TEA5101A. Она содержит в одном корпусе три видеоусилителя, в которых использована КМОП-технология. Микросхема TEA5101A обеспечивает широкую полосу пропускания (около 10 МГц), мало зависящую от размахов сигналов.

ГЛАВА 8.
КОРРЕКЦИЯ ЧЕТКОСТИ В КАНАЛЕ ЯРКОСТИ И В ЦВЕТОРАЗНОСТНЫХ КАНАЛАХ

8.1. Коррекция четкости в канале яркости

В цветных телевизорах применяют корректирующие цепи, которые уменьшают длительность фронтов сигналов и тем самым при ограниченной полосе частот канала повышают визуально воспринимаемую четкость изображения. Обычно коррекция осуществляется раздельно в канале яркости и в цветоразностных каналах.

Разработано значительное количество апертурных корректоров сигнала яркости, в том числе адаптивных, используемых в основном в профессиональной аппаратуре (см., например, [8.1]). В аналоговых цветных телевизорах обычно применяют простейшие апертурные корректоры, в которых производится суммирование задержанного сигнала и его производной. Пример такого решения показан на рис. 8.1.

Сигнал подводится к базе *VT1* через дифференцирующую цепь *C1*, *R2*. При прохождении скачка сигнала на базе выделяется положительный импульс, который инвертируется транзистором. Получающийся при этом отрицательный импульс суммируется в коллекторной цепи с входным сигналом, задержанным звеном линии задержки на длительность фронта. В результате время установления выходного сигнала

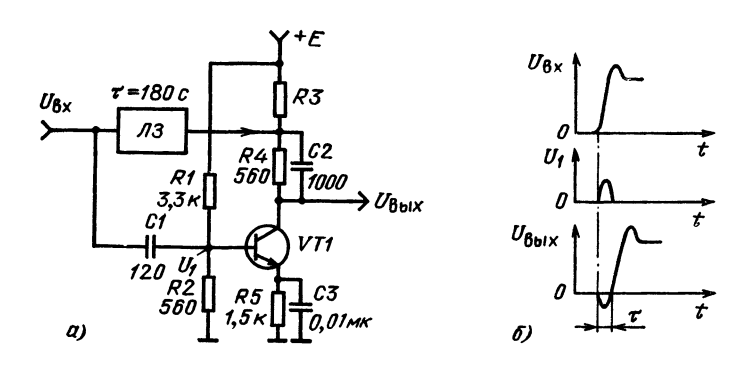


Рис. 8.1. Аналоговый корректор четкости:
а — электрическая схема; *б* — эпюры сигналов

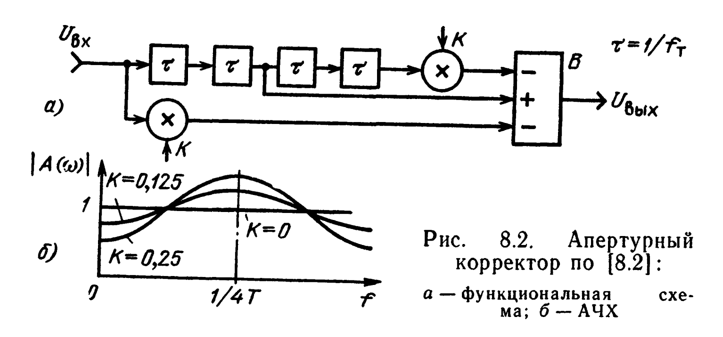


Рис. 8.2. Апертурный корректор по [8.2]:
а — функциональная схема; *б* — АЧХ

сокращается, а форма переходного процесса становится симметричной, с верхним и нижним выбросами.

В телевизорах с дискретной обработкой сигнала апертурные корректоры выполняют в виде нерекурсивных фильтров с линейной ФЧХ. Пример схемного решения такого корректора [8.2] показан на рис. 8.2, *а*.

Передаточная функция корректора имеет вид

$$A(z) = z^{-2} - K - Kz^{-4},$$

или в комплексной плоскости частот

$$A(\omega) = (1 - 2K\cos 2\omega T)e^{-j2\omega T}. \qquad (8.1)$$

Модуль АЧХ (рис. 8.2, *б*) имеет форму инвертированной косинусоиды, смещенной относительно оси частот на единицу. Максимальный подъем АЧХ получается на частоте $f_{max} = 1/4T$. При $f_т = 13{,}5$ МГц $f_{max} = f_т/4 = 3{,}375$ МГц Фазочастотная характеристика корректора линейна: $\varphi(\omega) = 2\omega\tau$. Меняя K, можно регулировать подъем в АЧХ. Недостаток корректора — зависимость коэффициента передачи по постоянному току от K. Кроме того, корректор содержит два регулируемых умножителя на коэффициенты

Эти недостатки устранены в схеме апертурного корректора, показанной на рис. 8.3, *а*.

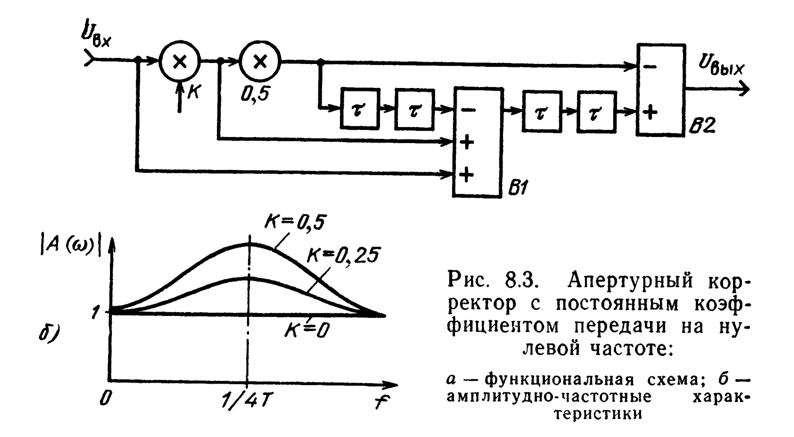


Рис. 8.3. Апертурный корректор с постоянным коэффициентом передачи на нулевой частоте:

а — функциональная схема; *б* — амплитудно-частотные характеристики

Передаточная функция корректора в комплексной плоскости z может быть представлена следующим образом:

$$A(z) = (1 + K)\, z^{-2} - 0{,}5K z^{-4} - 0{,}5K.$$

Подставляя $z^{-n} = e^{-jn\omega T}$, получаем:

$$A(\omega) = [1 + K\,(1 - \cos 2\omega T)]\, e^{-j2\omega T}. \qquad (8.2)$$

При $f=0$ $A(\omega)=1$, независимо от значения коэффициента K. Как и в первом варианте корректора, подъем АЧХ получается на частоте $f_{max} = 1/4T$.

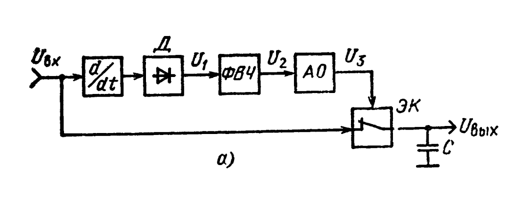
Регулируется только один умножитель на коэффициент.

Дискретный апертурный корректор может быть выполнен цифровым или аналоговым на приборах с зарядовой связью в качестве звеньев задержки.

8.2. Коррекция четкости в каналах цветоразностных сигналов

Относительно малая ширина спектра цветоразностных сигналов приводит к тому, что длительность цветовых переходов ПАЛ и НТСЦ составляет около 0,5 мкс. Это заметно понижает цветовую четкость. Значительно больше затянуты цветовые переходы СЕКАМ.

Корректор цветовой четкости входит в состав микросхем TDA4560 и TDA4565 (отечественный функциональный аналог — К174ХА27). Устройство корректора поясняет рис. 8.4 [8.3]. Входной цветоразностный сигнал $U_{вх}$, имеющий переходы разной длительности, поступает на нормально замкнутый ключ *ЭК* и дифференцирующую цепь. После дифференцирования сигнал детектируется двухполупериодным выпрямителем *Д*. На месте переходов получаются импульсы положительной полярности, амплитуды которых пропорциональны крутизне фронтов цветоразностного сигнала (U_1 на рис. 8.4, *б*). Импульсы пропускают через фильтр верхних частот *ФВЧ* и ограничивают в звене *АО* по уровню $U_к$. При этом формируются прямоугольные импульсы U_3, размыкающие ключ *ЭК*. Конденсатор *С* образует вместе с *ЭК* цепь выбор-



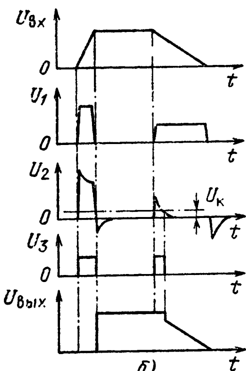


Рис. 8.4. Корректор цветовой четкости микросхемы TDA4560:

а — функциональная схема; *б* — эпюры сигналов

ки и хранения, на выходе которой поддерживается уровень сигнала, соответствующий моменту размыкания ключа. Получается сигнал $U_{вых}$, длительность переходов в котором сокращена . Переход в выходном сигнале совпадает по времени с окончанием перехода во входном сигнале. Этот сдвиг ($\Delta\tau$ на рис. 8.4, *б*) компенсируется дополнительной задержкой сигнала яркости. Длительность медленных цветовых переходов (срез импульса $U_{вх}$ на рис. 8.4, *б*), определяющихся сюжетом изображения, не меняется.

Рассмотренное устройство сокращает длительность цветовых переходов в сигналах ПАЛ и НТСЦ с 400...500 нс до 150 нс. Однако в том случае, когда принимается сигнал СЕКАМ, корректор не обеспечивает необходимого повышения цветовой четкости при передаче сюжетов с большой насыщенностью цвета.

Причина искажений состоит в том, что в кодере СЕКАМ ограничиваются выбросы на цветовых переходах между насыщенными цветами (звено *АО1* на рис. 1 21), что вызывает значительное (до 1,8 мкс) затягивание переходного процесса в канале цветности приемника. Корректор четкости в TDA4560 не может в полной мере компенсировать такое затягивание. Поэтому в канале цветности СЕКАМ до КНП целесообразно использовать дополнительные корректоры, восстанавливающие в цветоразностных сигналах срезанные на передающей стороне выбросы и сокращающие тем самым длительность переходов насыщенных цветов в сигналах на выходах КНП с 1,7...1,8 мкс до 0,6...0,8 мкс. Тогда в качестве второй ступени коррекции может использоваться микросхема TDA4560, уменьшающая длительность переходных процессов, как и в системе ПАЛ, до 150 нс.

Впервые восстановитель ограниченных выбросов цветоразностных сигналов СЕКАМ, совмещенный с КНП, был предложен в работе [8.4]. Электрическая схема этого устройства приведена на рис. 8.5, *а*. Усилительный каскад на транзисторе *VT1* гальванически связан через *ФНЧ* с выходом частотного детектора *ЧД*.

К коллектору *VT1* подключен фильтр коррекции низкочастотных предыскажений *R3C1*. На эмиттере *VT1* выделяется цветоразностный сигнал, показанный на рис. 8.5, *б*: U_1 и U_2 — это амплитуды сигнала, соответствующие уровням ограничения выбросов; E_0 — уровень черного в сигнале. Номиналы резистивного делителя *R4*, *R6* выбраны так, что напряжение E_1 несколько меньше, чем E_0+U_1, а $E_2>E_0-U_2$. Когда

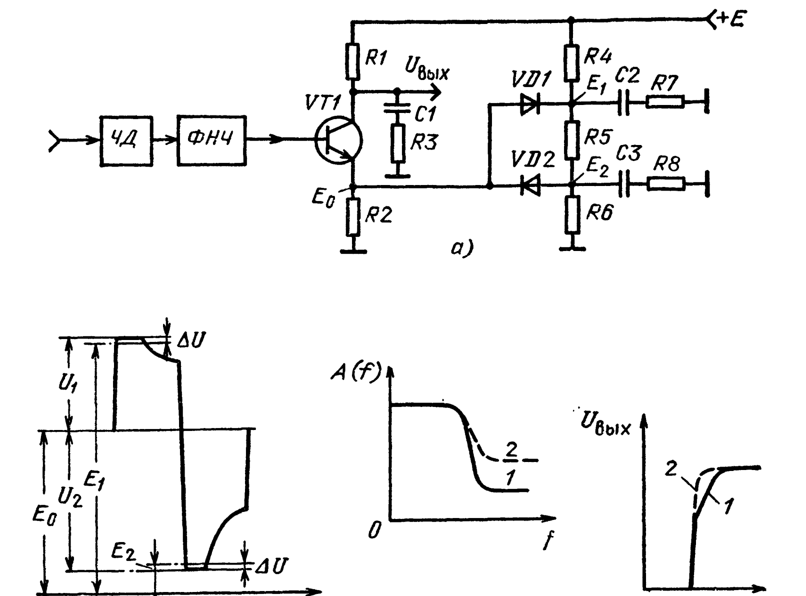


Рис. 8.5. Адаптивный корректор низкочастотных предыскажений:
а — электрическая схема; *б* — сигнал на эмиттере *VT1*; *в* — изменение сквозной АЧХ; *г* — формы сигнала на выходе корректора

мгновенное значение сигнала на эмиттере *VT1* превышает E_1 или становится меньше E_2, открываются диоды *VD1* или *VD2*, подключая к эмиттеру *VT1* цепи *C2*, *R7* или *C3*, *R8*. При этом коэффициент передачи каскада в области верхних частот повышается. Устройство работает как адаптивный *КНП*, АЧХ которого имеет два фиксированных значения (графики *1*, *2* на рис. 8.5, *а*). Если в обычном КНП из-за ограничения выброса в сигнале происходит скол фронта выходного сигнала (график *1* на рис. 9.5, *г*), то рассматриваемая схема заметно уменьшает эти искажения (график *2* на рис. 8.5, *г*).

ГЛАВА 9. УСТРОЙСТВА ПАМЯТИ НА ПОЛЕ И КАДР И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В ЦВЕТНОМ ТЕЛЕВИЗОРЕ

9.1. Технические параметры устройств памяти

Память на поле позволяет повышать качество цветного изображения, а также расширять потребительские возможности, даваемые телевизором (например, получение на экране дополнительных изобра-

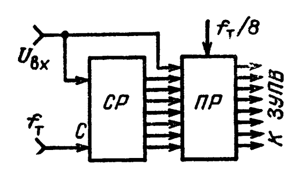


Рис. 9.1. Схема распараллеливания информации в восьми каналах

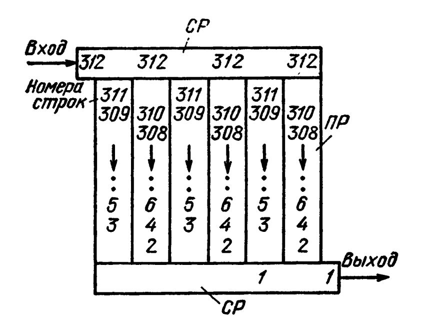


Рис. 9.3. Принцип устройства ЗУ SAA9001

Рис. 9.2. Функциональная схема специализированного видео-*ЗУ* фирмы «Шарп»

жений). Устройство памяти может строиться с использованием серийных корпусных микросхем или на специальной СБИС. При тактовой частоте 13,5 МГц в активном интервале строки (52 мкс) умещаются 702 отсчета. Поскольку поле содержит 288 активных строк, для запоминания восьмиразрядного сигнала яркости требуется $702\times288\times8=$ $=1{,}617$ Мбит. Цветоразностные сигналы могут передаваться с тактовой частотой 3,375 МГц. Тогда при разрядности 6 требуется $175{,}5\times2\times$ $\times288\times6=0{,}606$ Мбит. Общий объем памяти составляет около 2,2 Мбит. Если использовать серийные динамические ЗУПВ, такие, как К565РУ5 (64 Кбит), то потребуется 38 корпусов. Из-за низкого быстродействия этих микросхем необходимо применять многократное распараллеливание информации. Объем памяти при этом не увеличивается. Схемное решение распараллеливающего устройства для одного из разрядов показано на рис. 9.1.

Цифровой сигнал поступает на вход сдвигового регистра *СР*. На восьмом тактовом импульсе после заполнения сдвигового регистра происходит перезапись информации в параллельный регистр *ПР*, с которого она подается в устройство ЗУПВ. Скорость прохождения сигнала через ЗУПВ снижается в 8 раз.

За рубежом разработаны динамические ЗУПВ с большим объемом памяти и высоким быстродействием. Например, микросхема TC514400J/Z-80 фирмы «Тосиба» (Япония) может хранить 1048576 четырехразрядных слова, а циклы записи и считывания в так называемом страничном режиме составляют всего 50 нс.

В работе [9.1] рассмотрена конструкция специализированного ви-

део-ЗУ, разработанного фирмой «Шарп» (Япония). Блок-схема видео-ЗУ показана на рис. 9.2. Его основу составляют два ЗУ на поле *ЗУ1* и *ЗУ2*, каждое из которых содержит 360 шестиразрядных параллельных регистров длительностью 263 бита. Входной сигнал поступает на шестиразрядный буферный регистр *БР1*, затем четные и нечетные отсчеты разделяются мультиплексором *МП* в два последовательно-параллельных регистра записи *Р1*, *Р2*. Во время обратного хода по строке сигналы переписываются из регистров в запоминающие устройства *ЗУ1*, *ЗУ2*, перемещаются в параллельных регистрах вверх, переносятся в регистры считывания *Р3*, *Р4* и с помощью демультиплексора ДМП преобразуются в выходной шестиразрядный сигнал, который считывается с буферного регистра *БР2*. Запоминающие устройства управляются блоком адресации *БА*.

Фирма «Филипс» разработала специализированное телевизионное ЗУ типа SAA9001 [9.2]. Оно содержит не ЗУПВ, а сдвиговые регистры на ПЗС. На каждый разряд сигнала используется отдельный корпус. Объем памяти каждой микросхемы 317,52 Кбит, что составляет 312,5 строк по 1016 элементов в каждой.

Чтобы снизить требования к быстродействию ПЗС, применена последовательно-параллельно-последовательная организация памяти, схематично показанная на рис. 9.3.

Запоминающее устройство состоит из входного и выходного быстродействующих сдвиговых регистров *СР* и параллельных регистров *ПР* с меньшим быстродействием; сдвиговые регистры содержат вдвое больше электродов, чем число отсчетов в строке.

За время активного интервала строки входной сдвиговый регистр заполняется информацией. Заряды хранятся под каждым четным или под каждым нечетным электродом, в зависимости от номера строки. В период обратного хода по строке заряды переносятся в параллельные регистры. Длина этих регистров должна соответствовать числу строк в поле (312,5), а время прохождения зарядов равно периоду кадровой развертки (20 мс). Столь низкое быстродействие упрощает выполнение памяти. Прошедшие в нижний сдвиговый регистр заряды выводятся во внешнюю цепь и образуют задержанный сигнал.

9.2. Методы использования видео-ЗУ в телевизоре

Преобразование стандарта воспроизведения. Чересстрочная развертка с частотой полей 50 Гц создает выраженную строчную структуру изображения. Это вызвано тем, что к моменту появления изображения второго поля яркость изображения первого поля успевает заметно снизиться. При большой яркости возникает мерцание изображения. Значительны искажения на участках с горизонтальной и наклонной структурой. Чтобы уменьшить искажения, преобразуют сигнал так, чтобы длительность строки сократилась в 2 раза. Соответственно вдвое увеличивают скорость строчной развертки. Простейший способ такого преобразования — использование двух памятей на строку *ЗУС1*, *ЗУС2* (рис. 9.4). В то время как очередная строка записывается в *ЗУС1* с нормальной скоростью, предыдущая строка дважды считывается из *ЗУС2*. В следующий строчный интервал запись производится в *ЗУС2*, а считывание — из *ЗУС1*. В результате число строк в каждом поле удваивается, что устраняет строчную структуру изображения и уменьшает мерцание яркости. При этом сохраняется чересстрочное разложение и искажения наклонных линий. Более совершенный метод — преобразование чересстрочного воспроизведения в прогрессивное (стандарт

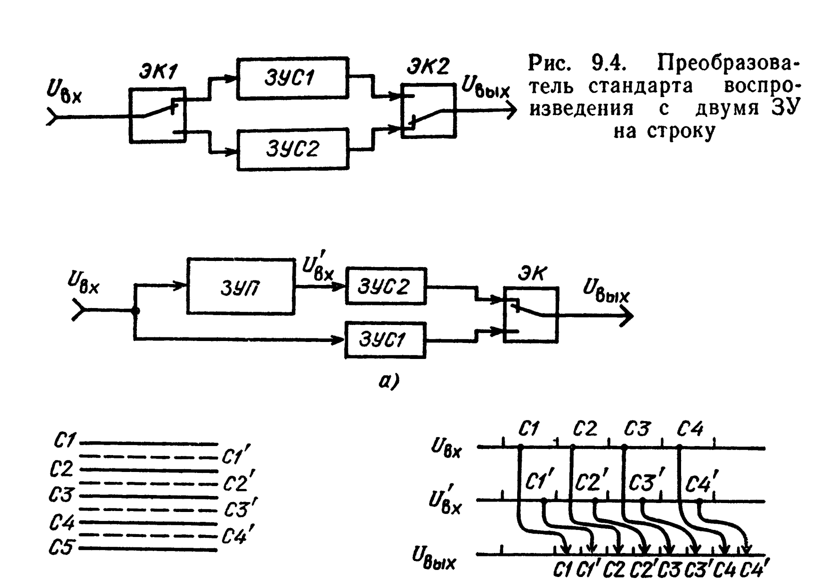


Рис. 9.4. Преобразователь стандарта воспроизведения с двумя ЗУ на строку

Рис. 9.5. Преобразователь стандарта воспроизведения с памятью на поле:

а — функциональная схема; *б* — чередование строк в двух смежных полях исходного сигнала; *в* — получение сигнала с прогрессивным разложением

625/50/1 : 1). Основным элементом такого преобразования является память на поле.

Одна из возможных схем преобразователя [9.3] показана на рис. 9.5, *а*. Основу преобразователя составляет память на поле *ЗУП*. Чтобы упростить требования к быстродействию *ЗУП*, преобразование стандарта воспроизведения осуществляется двумя памятями на строку — *ЗУС1* и *ЗУС2*. Строка принимаемого поля *С1* и строка предшествующего поля *С1'*, считанная из ЗУП, выполняющего функции устройства задержки на поле, записываются в *ЗУС1* и *ЗУС2*, а затем поочередно считываются с удвоенной скоростью (рис. 9.5, *в*).

В результате два поля исходного чересстрочного изображения воспроизводятся за время 1/50 Гц=20 мс как одно поле с прогрессивным разложением. При этом уменьшается мерцание яркости и устраняются строчная структура, а также искажения наклонных линий.

Работа преобразователя нарушается, если воспроизводится движущееся изображение. Так как на передающей стороне сигнал формируется как чересстрочный, смещение изображения за время смены полей вызывает искажения на экране телевизора. Чтобы уменьшить искажения, преобразователь делают адаптивным к движению. Специальный детектор движения при воспроизведении движущихся объектов уменьшает составляющие сигнала, соответствующие предыдущему полю.

В последнее время наибольшее распространение получили преобразователи, обеспечивающие переход к стандарту воспроизведения 625/100/2 : 1, при котором сохраняется чересстрочная развертка, но

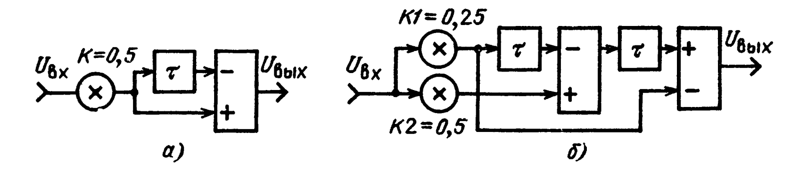


Рис. 9.6. Функциональные схемы временных разделительных фильтров:
а — первого порядка; *б* — второго порядка

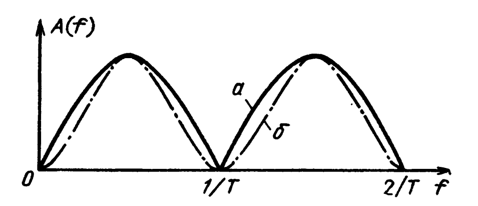


Рис. 9.7. Амплитудно-частотные характеристики временных разделительных фильтров:
а — первого порядка; *б* — второго порядка

частота полей увеличивается до 100 Гц. Чаще всего в таком преобразователе используются две памяти на поле. В то время, когда в одну из памятей записывается текущее поле, из другой дважды воспроизводится предшествующее (алгоритм AABB). Так как чересстрочность развертки сохранена, не требуется детектор движения. Увеличение вдвое, с 50 до 100 Гц, частоты полей полностью устраняет мерцание участков изображения с большой яркостью.

Применение преобразователей стандарта воспроизведения усложняет выполнение строчной развертки и видеоусилителей, полоса пропускания которых должна быть увеличена в 2 раза.

Разделение сигналов яркости и цветности. В гл. 5 рассмотрены вертикальные разделительные фильтры с применением устройств памяти на строку. Разделять сигналы яркости и цветности можно, используя корреляцию сигналов, относящихся к смежным полям или кадрам, т. е. разнесенных во времени. Такая фильтрация получила наименование временнóй. Для создания временных разделительных фильтров необходимы устройства памяти на поле или на кадр. Используются фильтры первого и второго порядка. Фильтр первого порядка для выделения сигнала цветности (рис. 9.6, *а*) содержит одно устройство памяти. Его гребенчатая передаточная характеристика (рис. 9.7, *а*) имеет форму модуля синусоиды $A(\omega)=2K|\sin(\pi fT)|$. Частоты подавления отстоят друг от друга на интервалы $\Delta f=1/T$ (50 Гц при использовании памяти на поле и 25 Гц — с памятью на кадр).

Фильтр второго порядка (рис. 9.6, *б*) позволяет расширять зоны подавления сигнала. Его одномерная передаточная характеристика $A(\omega)=0{,}5|(1+\sin(2\pi fT)|$ — это синусоида, касательная к оси частот (рис. 9.7, *б*).

В пространственно-временной системе координат АЧХ временнóго разделительного фильтра второго порядка, который содержит два ЗУ на кадр, имеет вид поверхности с синусоидальным сечением, образующие которой параллельны оси f_y. На рис. 9.8, *а* показана форма АЧХ временнóго фильтра ПАЛ второго порядка для выделения сигнала цветности с двумя памятями на кадр. Сопоставление этого рисунка с вертикально-временным изображением спектра сигнала ПАЛ показы-

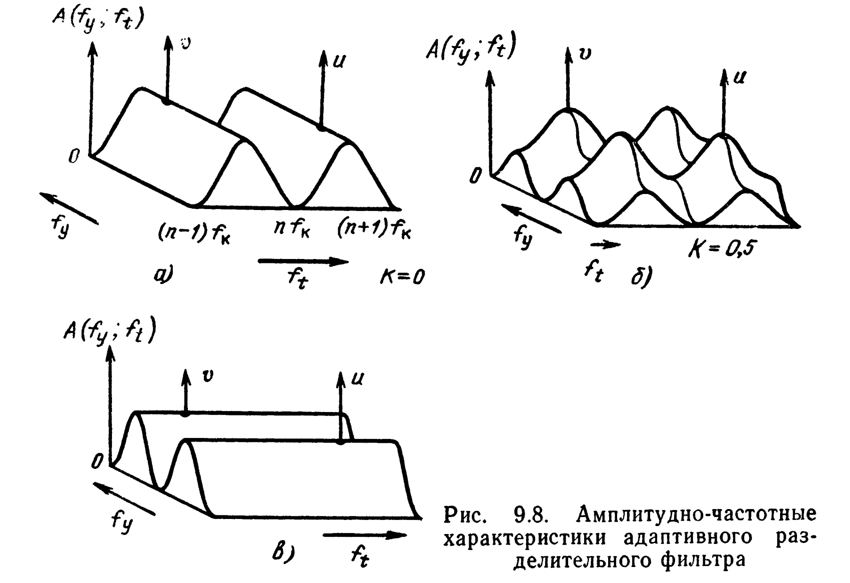


Рис. 9.8. Амплитудно-частотные характеристики адаптивного разделительного фильтра

вает, что фильтр подавляет составляющие сигнала яркости и выделяет спектральные составляющие U и V сигнала цветности.

Возможна более простая конструкция разделительного фильтра ПАЛ, в котором используются два устройства задержки на 313 строк (одно поле плюс 0,5 строки). Так как задержка каждого ЗУ превышает на 0,5 строки одно поле, пространственно-временная АЧХ фильтра принимает форму поверхности с сечением, соответствующим функции $|1+\sin x|$, образующие которой повернуты на 45° по отношению к осям f_y, f_t (рис. 9.9). Фильтры такого типа называются пространственно-временными.

Временные и пространственно-временные фильтры эффективно разделяют составляющие яркости и цветности, в том числе и на горизонтальных переходах, если изображение неподвижно.

При воспроизведении движущихся сцен нарушается корреляция между сигналами в соседних полях и кадрах, поэтому использование фильтра приводит на таких сюжетах к понижению четкости. Чтобы устранить этот недостаток, используют адаптивный разделительный фильтр, в состав которого входят вертикальный и временной фильтры, а также управляющий ими детектор движения *ДД*. Функциональная схема такого устройства показана на рис. 9.10. Если

Рис. 9.9. Амплитудно-частотная характеристика вертикально временного фильтра ПАЛ

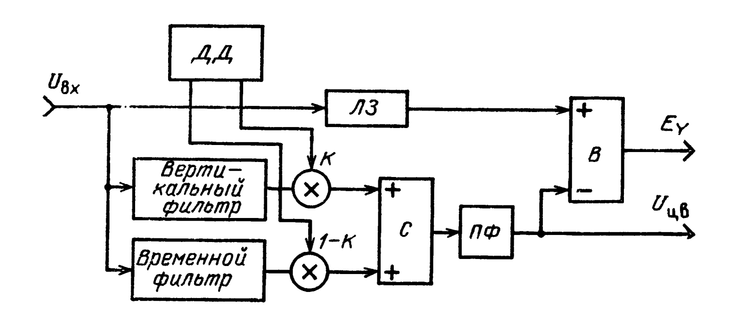


Рис. 9.10. Адаптивный вертикально-временной разделительный фильтр

изображение неподвижное, коэффициент $K=0$ и используется только временной фильтр, характеристика которого имеет вид, как на рис. 9.8, *а*. С появлением в сюжете движущихся деталей коэффициент K увеличивается до значений $0<K<1$. В результате совместно работают временно́й и вертикальный фильтры, создавая АЧХ, подобную показанной на рис. 9.8, *б*. При интенсивном движении объекта $K=1$ и в схему оказывается включенным только вертикальный фильтр. Амплитудно-частотная характеристика принимает форму, показанную на рис. 9.8, *в*.

Вертикально-временной фильтр может использоваться для разделения сигналов яркости и цветности СЕКАМ [9.4]. В таблице показано

Номер строки	Номер поля	
	I	II
1 312,5	(B-Y)0	(B-Y)π
2 313	(R-Y)0	(R-Y)π
3 314	(B-Y)π	(B-Y)0
4 315	(R-Y)0	(R-Y)π

чередование сигналов цветности в соседних строках и полях, предусмотренное действующим стандартом СЕКАМ. Из таблицы видно, что сложение сигналов двух соседних полей обеспечивает подавление составляющих цветности, если совмещается 2-я строка первого поля с 313-й строкой второго, 3-я строка первого поля с 314-й — второго и т. д. Так как поле содержит 312,5 строк, для точного совмещения сигналов двух смежных полей необходима задержка, составляющая 1 поле+0,5 строки, т. е. рассматриваемый фильтр относится к вертикально-временному типу.

Если сигналы соседних полей подать на вычитатель, то выделится сигнал цветности, а составляющие яркости будут подавлены.

Функциональная схема разделительного фильтра СЕКАМ показана на рис. 9.11. Полосовой фильтр ПФ1 выделяет из полного сигнала участок спектра, где передается сигнал цветности. Звено *КВП* корректирует высокочастотные предыскажения. Затем сигнал переводится в цифровую форму с помощью аналого-цифрового преобразователя *АЦП* и подается на вход вычитателя *В1* непосредственно и через

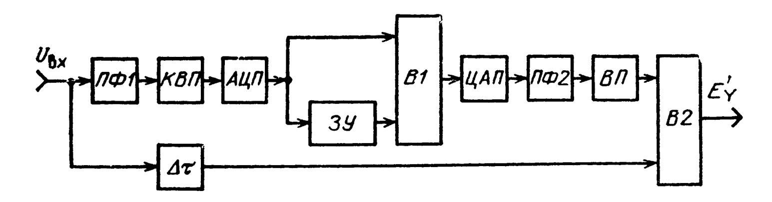


Рис. 9.11. Функциональная схема гребенчатого фильтра СЕКАМ с памятью на поле

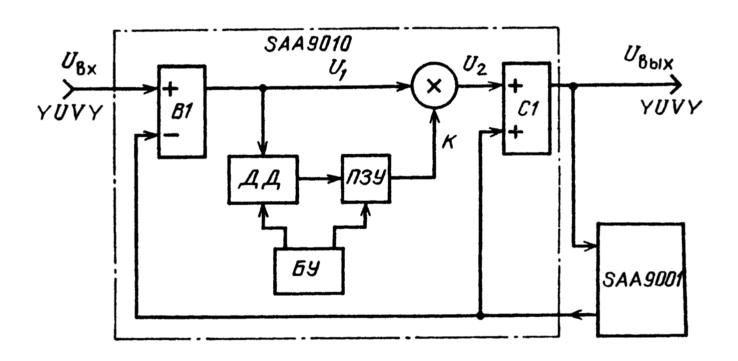


Рис. 9.12. Функциональная схема микросхемы SAA9010 в режиме подавления шумов

устройство задержки *ЗУ* на время $t=t_п+t_с/2$, где $t_п$ и $t_с$ — интервалы поля и строки.

Сигнал цветности с выхода вычитателя *В1* преобразуется с помощью *ЦАП* в аналоговую форму, проходит полосовой фильтр *ПФ2,* подавляющий гармоники и комбинационные частоты, и в фильтре *ВП* подвергается высокочастотным предыскажениям При вычитании этого сигнала из полного сигнала на выходе вычитателя *В2* получается сигнал яркости с подавленными цветовыми составляющими и неискаженным спектром.

Подавление шумов. Для подавления в видеосигнале шумов раздельно складывают сдвинутые на поле яркостный и цветоразностные сигналы. Если изображение неподвижно, полезные сигналы увеличиваются, а некоррелированные шумы ослабляются. При воспроизведении подвижного изображения полезный эффект снижается.

Работу шумоподавителя поясним на примере микросхем SAA9001 и SAA9010 фирмы «Филипс»; SAA9001 — это ранее рассмотренная память на поле, а SAA9010 — процессор улучшения качества изображения, который может работать в разных режимах. Упрощенная функциональная схема соединения этих БИС в режиме подавления шумов показана на рис. 9.12. Микросхема SAA9010 содержит вычитатель *В1*, умножитель на коэффициент *К*, который формируется с помощью *ПЗУ*, управляемого от детектора движения *ДД*, и сумматор *С1*. Микросхемы образуют рекурсивный фильтр первого порядка.

Определим передаточную функцию фильтра в плоскости z.

$$U_{вых} = U_2 + U_{вых} z^{-1}; \quad U_2 = KU_1; \quad U_1 = U_{вх} - U_{вых} z^{-1}.$$

Решая эти уравнения, получаем:

$$U_{вых} = \frac{KU_{вх}}{1 - z^{-1}} - \frac{KU_{вых} z^{-1}}{1 - z^{-1}},$$

или

$$U_{вых} = U_{вх} \frac{K}{1 - (1 - K) z^{-1}}. \qquad (9.1)$$

При $K=1$ $U_{вых}=U_{вх}$ и фильтр не влияет на сигнал. С уменьшением K увеличивается доля сигнала из предшествующего поля.

На вход фильтра поступает мультиплексированный сигнал, в котором чередуются отсчеты сигнала яркости и цветоразностных сигналов по закону Y, U, V, Y, U, V, ... с тактовой частотой 20,25 МГц. Поэтому компоненты Y взаимодействуют с задержанными на поле компонентами Y', U — с U' и V — с V'. Чем интенсивнее движение, тем ближе к 1 устанавливается значение K.

Остановка изображения. Такой режим обеспечивают рассмотренные микросхемы SAA9001, SAA9010, если коэффициент K сделать равным 0.

Регулировка K в данном случае производится с помощью блока управления *БУ*. В режиме $K=0$ блокируется прохождение сигнала со входа, а ранее записанный в память SAA9001 сигнал непрерывно рециркулируется, обеспечивая получение на экране неподвижного изображения.

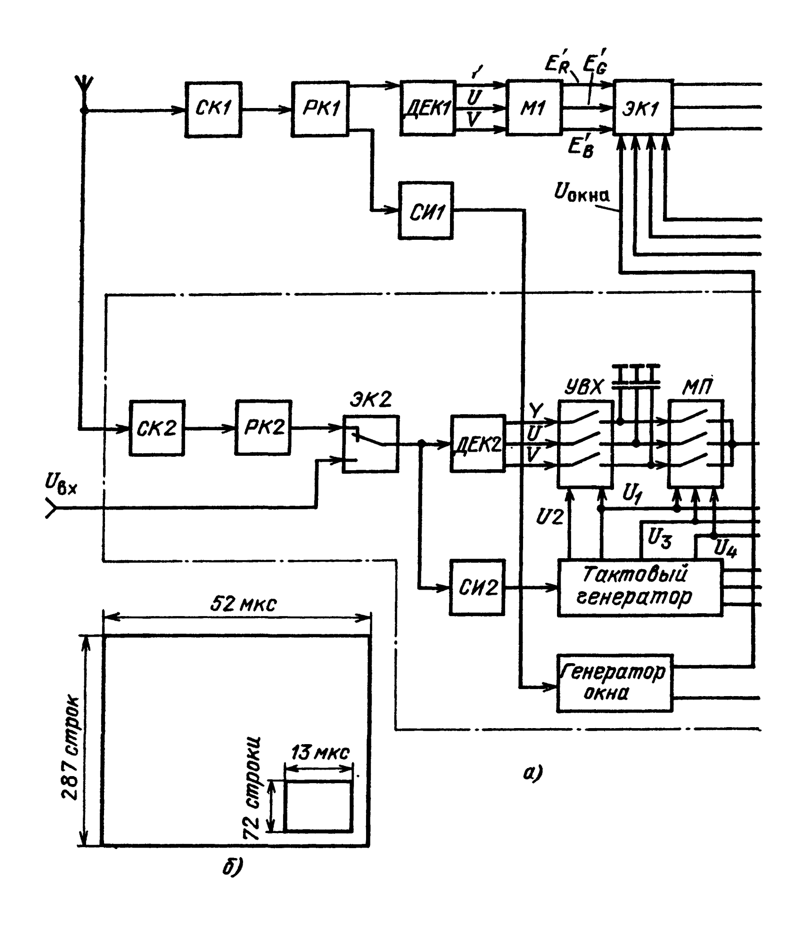
Устройство «кадр в кадре». Устройство позволяет получать на экране телевизора кроме основного изображения одно или несколько дополнительных изображений меньшего размера. В качестве источников дополнительных изображений могут использоваться принимаемые в данном месте телевизионные каналы, а также видеомагнитофон, видеодиск, телевизионная камера или ЭВМ.

Основу системы «кадр в кадре» составляют запоминающие устройства на строку и поле. Опубликовано значительное число разных типов таких систем (см. например [9.5], [9.6] и др.). Они отличаются количеством дополнительных изображений, их форматом, организацией памяти и т. д.

В канале дополнительного изображения могут обрабатываться сигналы *RGB* или Y, U, V. Так как ширина спектров сигналов U, V по крайней мере вдвое меньше, чем сигналов *RGB*, второй вариант уменьшает требуемый объем памяти примерно на 1/3. Рассмотрим в качестве примера устройство «кадр в кадре» с сигналами Y, U, V. Выберем его параметры так, чтобы используемые тактовые частоты были кратны стандартной тактовой частоте 13,5 МГц.

Функциональная схема устройства приведена на рис. 9.13, *а*. В состав телевизора входит основной видеотракт (селектор каналов *СК1*, радиоканал *РК1*, декодер *ДЕК1*, селектор импульсов *СИ1*, матрица *М1 RGB*, электронный коммутатор внешних сигналов *ЭК1*, видеоусилители и кинескоп). Для получения дополнительного изображения используется второй видеоканал (*СК2*, *РК2*, *ДЕК2*, *СИ2*).

Коммутатор *ЭК2* позволяет подать в дополнительный канал либо сигнал, принятый от телецентра, либо полный видеосигнал $U_{вх}$ от других источников (видеомагнитофон, видеодиск, телевизионная камера и т. д.).



Полученные на выходах декодера *ДЕК2* сигналы E'_Y, E'_u, E'_v проходят устройство выборки и хранения *УВХ*. С помощью тактовых импульсов U_1 и U_2 (рис. 9.14, *б, г, е*) сигналы преобразуются в дискретные посылки рис. 9.14, *а, в, д*. Пусть частота сигнала U_1 будет $f_1=13{,}5/4=3{,}375$ МГц, а сигнала U_2 $f_2=13{,}5/8=1{,}6875$ МГц. Тогда в активном интервале строки уместится $52\cdot 3{,}375=175{,}5$ отсчетов сигнала *Y* и 87,75 отсчетов сигналов *U*, *V*. Три аналоговых дискретизированных сигнала поступают на мультиплексор *МП*. Ключи мультиплексора замыкаются импульсами U_1, U_3, U_4, показанными на рис. 9.14, *з, и, к*. На выходе мультиплексора из сигналов на рис. 9.14, *а, в, д* формируется сигнал рис. 9.14, *ж*, в котором чередуются выборки сигналов *Y, U, V*. Этот сигнал в аналого-цифровом преобразователе *АЦП* преобразуется в шестиразрядный цифровой сигнал. В качестве тактового используется сигнал (рис. 9.14, *л*), имеющий частоту $13{,}5/2=6{,}75$ МГц.

Каждая пятая строка цифрового сигнала записывается в запоми-

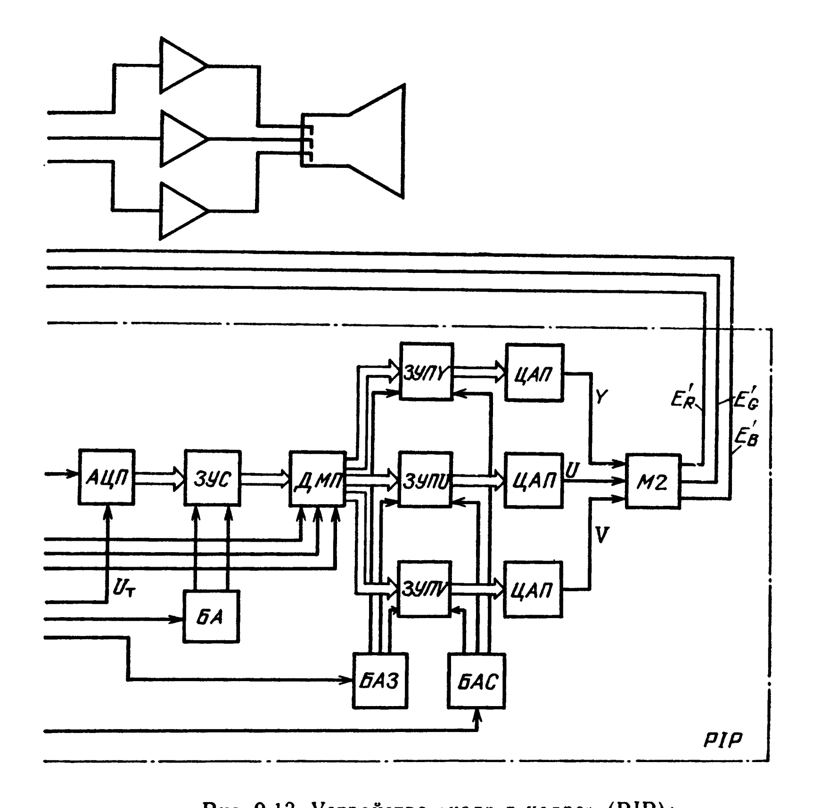


Рис. 9.13. Устройство «кадр в кадре» (PIP):

а — функциональная схема телевизора с блоком PIP; *б* — основное и дополнительное изображение при линейной компрессии в 4 раза

нающее устройство на строку *ЗУС*, объем памяти которого должен составлять (175,5+2×87,75)×6=361×6 бит. Устройство *ЗУС* управляется блоком адресации *БА*, который, в свою очередь, запускается сигналами от тактового генератора, формирующего все необходимые тактовые сигналы. Эти сигналы коррелированы во времени с синхроимпульсами дополнительного изображения, которые формируются блоком *СИ2*. В интервалах времени между записью сигнал из *ЗУС* считывается и с помощью демультиплексора *ДМП* преобразуется в три параллельных сигнала E'_Y, E'_u, E'_v (рис. 9.14, *а, в, д*). Эти сигналы записываются в три запоминающих устройства на поле (*ЗУПY, ЗУПU* и *ЗУПV*). Для управления записью используется блок адресации записи *БАЗ*, управляемый от тактового генератора. В активном интервале поля содержится 312,5—25=287,5 строк.

При записи в память каждой пятой строки дополнительного сигнала число строк в поле сокращается в 4 раза, т. е. с 287 до 72. Поэтому объемы памятей на поле должны составлять:

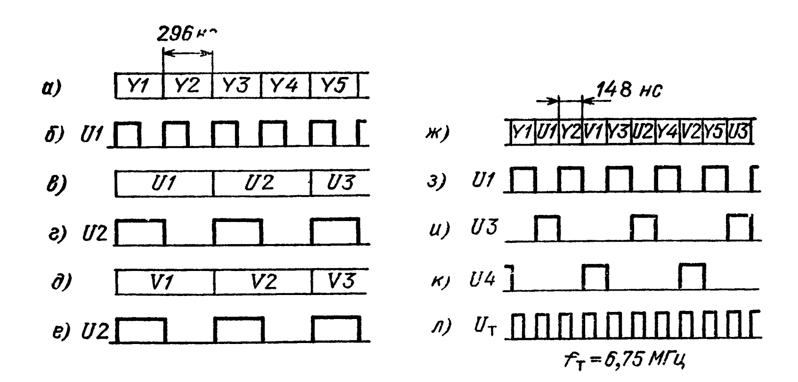


Рис. 9.14. Эпюры сигналов в контрольных точках устройства «кадр в кадре»

ЗУПY 175×72×6=12600×6 бит;
ЗУПU и *ЗУПV* 8,75×72×6=6300×6 бит.

На заданном участке основного изображения, например в одном из его углов (рис. 9.13, *б*), производится считывание записанного в память дополнительного изображения с повышенной скоростью (в данном случае с учетверенной). Сигналы, управляющие процессом считывания из памятей на поле, формируются генератором окна, который тактирует блок адресации считывания *БАС*. Процесс считывания коррелирован с основным изображением. Поэтому генератор окна управляется селектором импульсов *СИ1*.

При считывании из *ЗУПY* используется тактовая частота 13,5 МГц. Поэтому время считывания одной строки составляет 175/13,5≈≈13 мкс. Ширина дополнительного изображения получается равной 1/4 основного. Цифровые сигналы E'_Y, E'_u и E'_v переводятся тремя ЦАП в аналоговую форму. В матрице *М2* сигналы E'_Y, E'_u, E'_v преобразуются в сигналы E'_R, E'_G, E'_B, которые вводятся через электронный коммутатор *ЭК1* в каналы *RGB* основного изображения. В память записываются только четные или нечетные поля дополнительного изображения. Считывается сигнал дважды — на четном и нечетном поле основного изображения. На время считывания изображения запись в ЗУП прерывается.

Существует большое число модификаций системы «кадр в кадре». Некоторые из них предусматривают запоминание как четных, так и нечетных полей дополнительного изображения. Это уменьшает искажения движущихся деталей, но вдвое повышает объем кадровой памяти.

Для снижения шумов квантования, вызванных пропуском части строк и элементов изображения, в некоторых типах устройств «кадр в кадре» используют предварительную обработку сигнала путем усреднения содержания соседних строк и элементов [9.7].

ГЛАВА 10.

СХЕМНЫЕ РЕШЕНИЯ ДЕКОДЕРОВ НА СЕРИЙНЫХ МИКРОСХЕМАХ

10.1. Канал цветности СЕКАМ на микросхемах МСА640 и МСА650

Микросхемы МСА640 и МСА650 (К174ХА9 и К174ХА8) могут работать как в режиме ПАЛ, так и в режиме СЕКАМ. Переключение режимов осуществляется изменением напряжений на выводах *4*. Нулевое напряжение на этих выводах соответствует режиму СЕКАМ, а +12 В — режиму ПАЛ.

В рассматриваемом одностандартном канале СЕКАМ (субмодуль СМЦ-3) ряд внутренних узлов микросхем не используется, например устройство АРУ в МСА640 и матрица ПАЛ (*М*) — в МСА650.

Канал цветности (рис 10.1) содержит точный корректор высокочастотных предыскажений (L1C2R1R3). Усилитель-ограничитель *АО* в микросхеме МСА640 вместе с коммутатором *ЭК1* выполнен по дифференциальной схеме, имеющей два входа (выводы *3*, *5*) и два основных выхода (выводы *1*, *15*). Для симметрирования этой схемы по постоянному току служит потенциометр *R4*. Строчные и кадровые импульсы, поступающие на выводы *6* и *7*, переводят *ЭК1* во второе состояние и сигналы проходят на выводы *13* (вспышка ПАЛ) и *11* (СЦС СЕКАМ). На выводах *1* и *15* в эти периоды времени сигналы подавляются. Контур цветовой синхронизации *L2C8* настраивается на частоту 4,25 МГц (синхронизация по строкам) или на 3,9 МГц (синхронизация по полям). Устройство *БЦС* формирует меандр напряжения полустрочной частоты (вывод *12*) и управляющее напряжение $E_{упр}$ для включения канала цветности и режекторного фильтра (вывод *8*).

На входы микросхемы МСА650 (выводы *3* и *1*) сигналы цветности поступают соответственно через *УЛЗ* с согласующими цепями *L3R10* и *L4R13* и через подстраиваемый делитель *R11*, *R12*, уменьшающий размах прямого сигнала до уровня задержанного сигнала. Точное выравнивание размахов сигналов U_0 и U_1 производится с помощью потенциометра *R12*. Коммутатор *ЭК2* в МСА650, управляемый меандром напряжения полустрочной частоты, поступающим на вывод *16* от МСА640, разделяет составляющие U_R и U_B, которые выделяются на выводах *15* и *13*. Демодуляция сигналов осуществляется частотными детекторами в виде синхронных демодуляторов *СД* с внешними фазовращающими цепями *L5*, *C17*, *C21* и *L6*, *C18*, *C22*. Резисторы *R18* и *R19*, шунтирующие контуры, обеспечивают требуемую добротность.

Демодулированные цветоразностные сигналы, выделяющиеся на выводах *12*, *10* микросхемы, проходят цепи коррекции низкочастотных предыскажений *R22*, *C26*, *R23*, *C28* и активные *ФНЧ*, образованные транзисторами *VT1*, *VT2* и элементами *R20*, *C23*, *R21*, *C24*. Размахи выходных сигналов могут подстраиваться потенциометрами *R24* и *R25*.

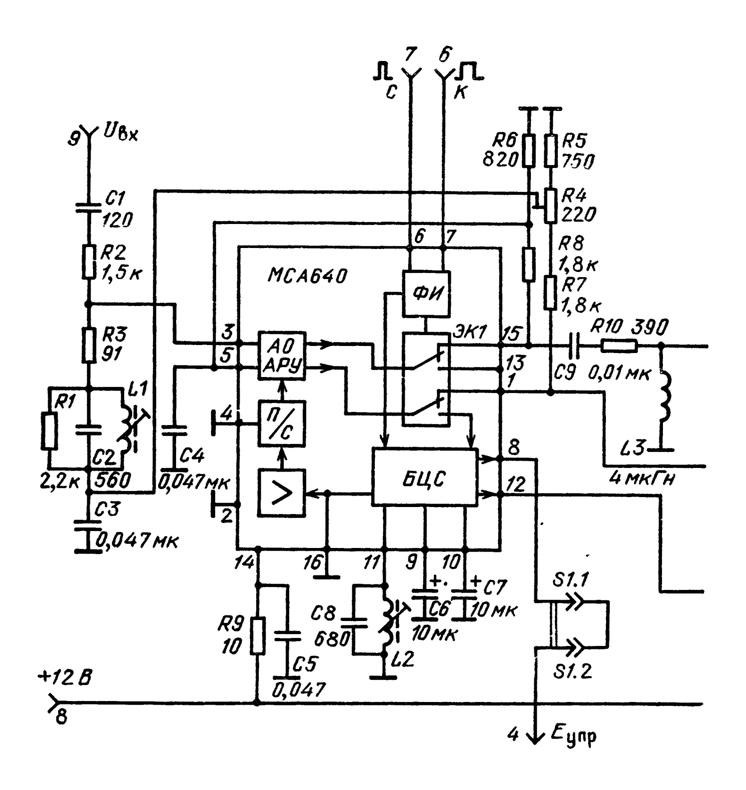
Основные параметры канала:

Размах полного входного сигнала . . . . 1,8 В

Размахи выходных сигналов:

E'_{R-Y} . . . . 0,52 В

E'_{B-Y} . . . . 0,66 В



Допустимые изменения амплитуды цветовой поднесущей во входном сигнале	+6, —20 дБ
Длительность фронта «зеленый—пурпурный» в выходных сигналах при воспроизведении испытательного сигнала 75/0/25/0	⩽0
Подавление перекрестных искажений	⩾32 дБ

10.2. Канал цветности СЕКАМ на микросхеме К174ХА16

Принципиальная схема канала приведена на рис. 10.2. Микросхема К174ХА16 выполняет все основные функции канала цветности СЕКАМ. После коррекции высокочастотных предыскажений (контур *L1C3C4*) сигнал цветности поступает на устройство АРУ. Для уменьшения влияния помех накопительный конденсатор АРУ *C8* подключен не к корпусу, а к источнику питания 12 В. С помощью подстроечного потенциометра *R8* устанавливают минимальное прохождение меандра полустрочной частоты в выходные сигналы. Сигнал цветности с постоянной амплитудой с выхода АРУ подается на амплитудные ограничители *АО*, на один непосредственно, а на второй через внешнюю ультразвуковую линию задержки УЛЗ с согласующими элементами *L2, R5* и *L3, R7*.

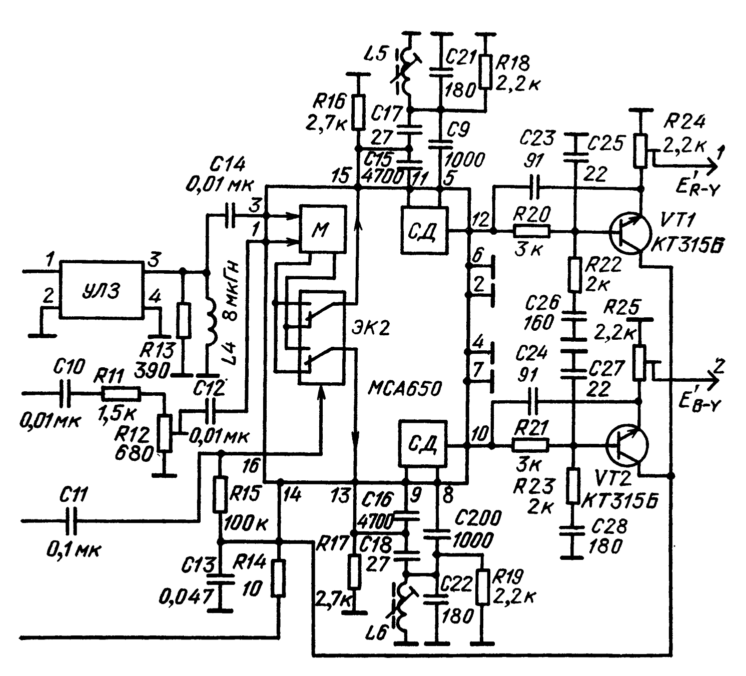


Рис. 10.1. Канал цветности СЕКАМ на микросхемах МСА640 и МСА650

Усилитель на входе *УЛЗ* включается напряжением $E_{\text{упр}}$ от *БЦС* только при приеме сигнала СЕКАМ. Поэтому постоянное напряжение на выводе *25* меняется от 8 (режим СЕКАМ) до 5 В (режим Не СЕКАМ). Это позволяет использовать микросхему К174ХА16 в блоке СЕКАМ/ПАЛ совместно с TDA3510 и с общей для обеих микросхем линией задержки. Сигналы с выходов амплитудных ограничителей через электронный коммутатор *ЭК* поступают на *ЧД* в виде систем ФАПЧ. Начальные частоты релаксационных колебаний *ГУН* определяются емкостями конденсаторов *С17*, *С23*. Устройства фиксации *СФ* поддерживают уровни черного с подстройкой по вспышкам поднесущих. Накопительные конденсаторы *С18* и *С25* служат элементами памяти устройств фиксации. Цепи коррекции низкочастотных предыскажений *КНП* с внешними конденсаторами *С19* и *С26* содержат также каскады гашения, подавляющие сигналы во время обратного хода разверток по строкам и кадрам. С выходов усилителей цветоразностные сигналы выводятся на контакты *13* и *16* микросхемы. Чтобы компенсировать статические погрешности устройств фиксации, предусмотрены подстроечные потенциометры *R17* и *R19*.

Усилители цветоразностных сигналов в режиме «Не СЕКАМ» выключаются. При этом постоянные напряжения на выводах *13* и *16* уменьшаются с 8 до 4 В. Контур цветовой синхронизации *L4C11* настраивается на частоту 4,3 МГц. В режиме СЕКАМ напряжение на выводе *6* уменьшается от 7,7 до 5 В. Селектор импульсов *СИ* выделяет

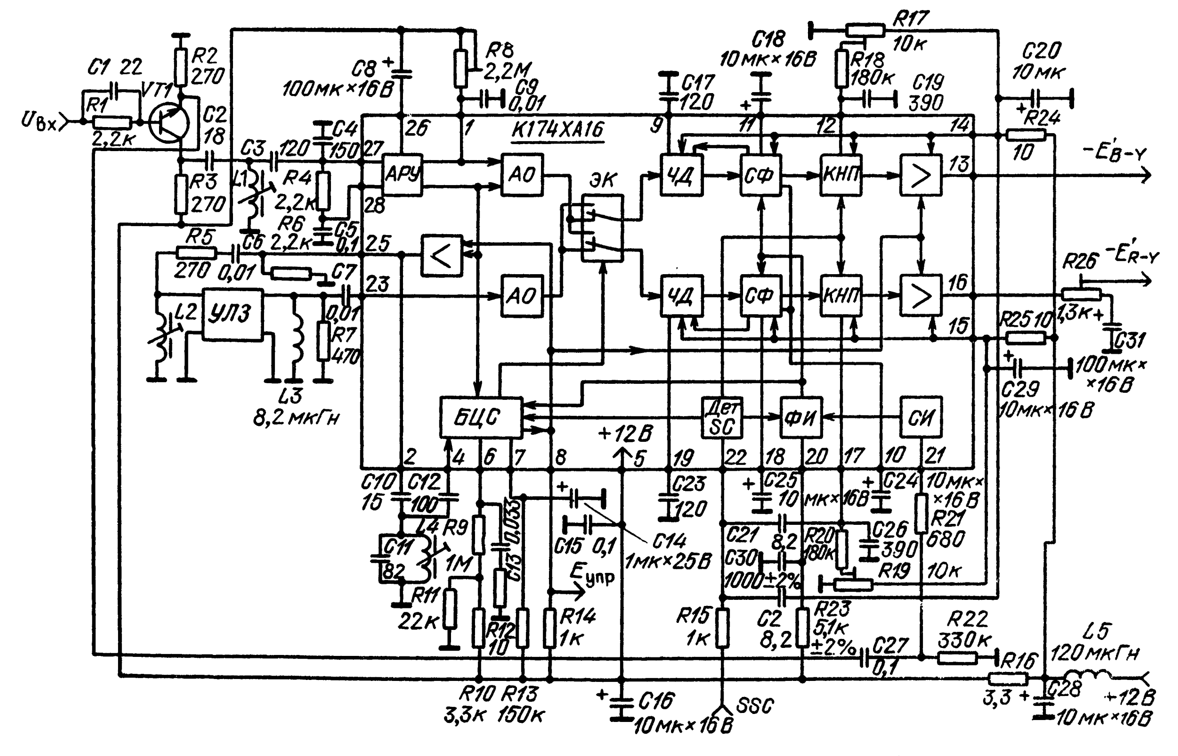


Рис. 10.2. Канал цветности СЕКАМ на микросхеме К174ХА16

из видеосигнала, поданного на вывод *21*, строчные импульсы. В формирователе импульсов *ФИ* вырабатываются короткие импульсы с длительностью примерно 1 мкс. Положение этих импульсов во времени определяется постоянной времени цепи *R23*, *C30*, номиналы которой должны иметь точность ±2 %. Импульсы используются в *БЦС* для выделения неискаженных переходными процессами участков вспышек и в цепях фиксации уровней черного. Потенциометр *R26* позволяет подстраивать размах сигнала E'_{R-Y}, чтобы компенсировать погрешности микросхемы.

Микросхема К174ХА16 имеет следующие параметры:

Размахи выходных сигналов:	
$-E'_{R-Y}$	1,05 В
$-E'_{B-Y}$	1,33 В
Размах полного входного сигнала	2 В
Диапазон работы АРУ	⩾26 дБ
Диапазон захвата частотных детекторов ФАПЧ . . .	⩽1 МГц
Погрешность поддержания уровней черного	⩽4 кГц
Размах сигнала на выводе *25*	1,8 В
Подавление перекрестных искажений	⩾36 дБ
Прохождение меандра напряжения полустрочной частоты в выходные сигналы	<10 мВ
Номинальный размах стробирующих импульсов на выводе *22*	7 В
Ток, потребляемый от источника 12 В	95 мА

Функциональными аналогами К174ХА16 являются микросхемы TDA3520 и А3520.

10.3. Канал цветности СЕКАМ на микросхеме TDA3530

Микросхема TDA3530 отличается от К174ХА16 тем, что вместо ЧД с ФАПЧ в ней применены обычные ЧД с перемножителями и фазовращающими контурами. Это ухудшает линейность демодуляционных характеристик, но позволяет несколько упростить топологию микросхемы.

Функциональная схема процессора приведена на рис. 10.3. Как и в К174ХА16, после контура КВП *L1C2* предусмотрена цепь АРУ. Чтобы уменьшить влияние пульсаций напряжения питания на коэффициент передачи канала, фильтрующий конденсатор АРУ *C4* подключен к источнику +12 В. Прошедший цепь АРУ сигнал выводится из микросхемы через контакт *3*. Снаружи микросхемы сигнал разветвляется в две параллельные цепи. Через подстроечный резистор *R11* и фильтр *L6C10C12*, подавляющий вторую гармонику цветовой поднесущей, сигнал вновь через контакт *8* вводится в микросхему, где поступает на амплитудный ограничитель *АО* и далее на электронный коммутатор *ЭК*. Через фазовращающий фильтр, образованный конденсатором *C25* и контуром *L5C26*, сигнал проходит в блок цветовой синхронизации *БЦС*.

После дополнительного усилителя, который может запираться напряжением от *БЦС*, сигнал цветности выводится из микросхемы через контакт 26 и поступает на *УЛЗ*. Задержанный сигнал через вывод *24* и

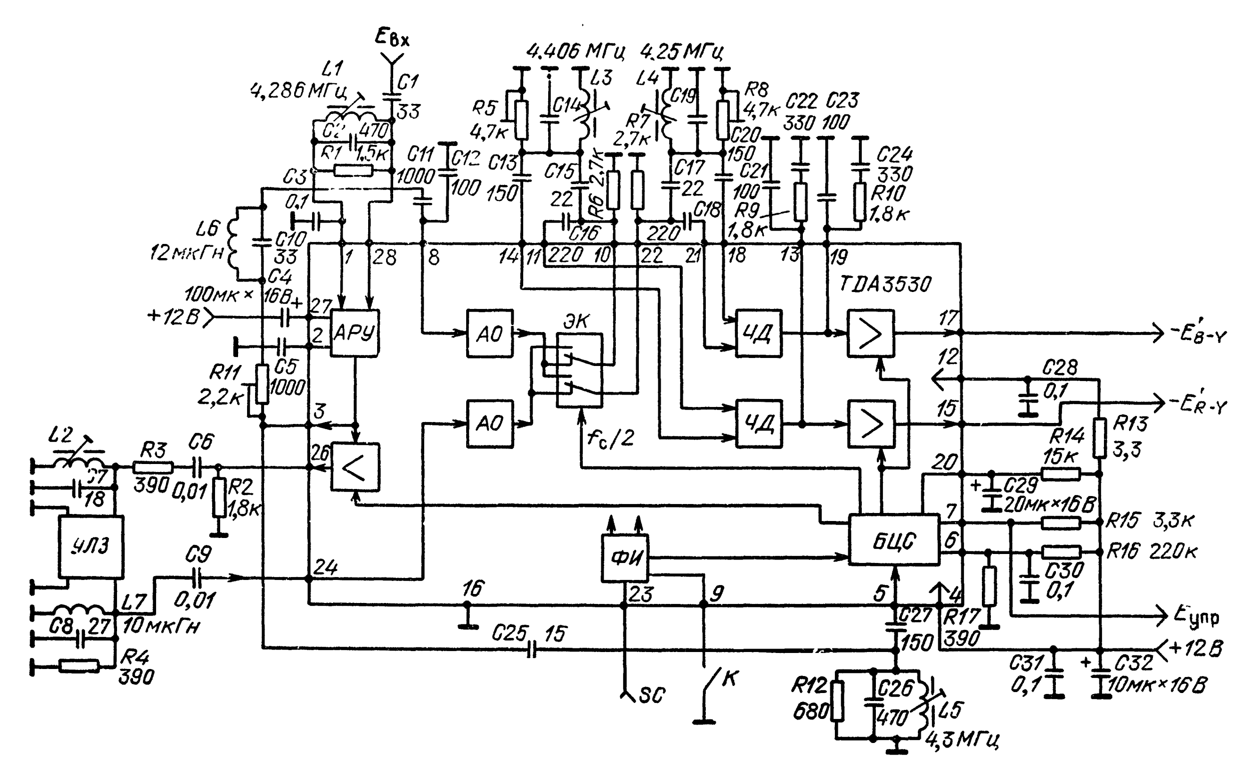


Рис. 10.3. Канал цветности СЕКАМ на микросхеме TDA3530

амплитудный ограничитель проходит на второй вход *ЭК*. Устройство *БЦС* содержит аналоговый перемножитель и детектор полустрочной частоты, где демодулированные сигналы цветовой синхронизации с чередующейся по строкам полярностью сравниваются с меандром полустрочной частоты от счетного триггера. В результате на выводе *6* микросхемы выделяются монополярные импульсы. Если фаза триггера неправильна, эти импульсы положительны. После коррекции триггера импульсы становятся отрицательными. Конденсатор *С30*, подключенный к выводу *6*, обеспечивает интегрирование импульсов, что меняет напряжение E_6. Когда принимается черно-белый сигнал (или сигнал ПАЛ), $E_6=7{,}7$ В. При подаче сигнала СЕКАМ при неправильной фазе триггера напряжение E_6 увеличивается до 8,5 В, происходит коррекция триггера и E_6 снижается до 6,5 В. При этом включается канал цветности, а напряжение на выводе *26* увеличивается с 4 до 8 В. Это позволяет в двухстандартном канале цветности СЕКАМ/ПАЛ на микросхемах TDA3530/TDA3510 использовать одну общую УЛЗ. Чтобы при включении канала цветности на экране телевизора не было помех от переходных процессов, создается задержка включения выходных каскадов микросхемы. Время задержки включения определяется постоянной времени цепи *R14*, *C29*, подсоединенной к выводу *20*. Напряжение, управляющее включением режекторных фильтров, снимается с вывода *7* микросхемы. Кроме постоянной составляющей на этом выводе присутствует меандр напряжения полустрочной частоты.

Устройство БЦС может переводиться в режим покадровой синхронизации. Для этого вывод *9* микросхемы закорачивается на корпус ключом *К*.

С выходов электронного коммутатора сигналы цветности поступают на частотные детекторы ЧД, выполненные в виде аналоговых перемножителей с фазовращающими контурами *L3C14* и *L4C19*. Размахи демодулированных сигналов регулируются резисторами *R5*, *R8*, шунтирующими контуры. Цепи *R9*, *C22* и *R10*, *C24* корректируют низкочастотные предыскажения. Функциональными аналогами TDA3530 являются К174ХА31 и MDA3530 (Чехословакия).

Основные параметры канала:

Размах входного сигнала	30...600 мВ
Размахи выходных сигналов:	
$-E'_{R-Y}$	1,05 В
$-E'_{B-Y}$	1,33 В
Диапазон работы АРУ	$\geqslant$26 дБ
Подавление перекрестных искажений	$\geqslant$36 дБ
Прохождение меандра напряжения полустрочной частоты в выходные сигналы	<20 мВ
Номинальный размах стробирующих импульсов на выводе *23*	7 В
Ток, потребляемый от источника 12 В	95 мА

10.4. Устройство подавления искажений для канала цветности СЕКАМ

Устройство на рис. 10.4 используется совместно с каналом цветности, например на микросхеме МСА640/650 или К174ХА16, и подавляет искажения, вызванные отражениями в УЛЗ. В качестве инвер-

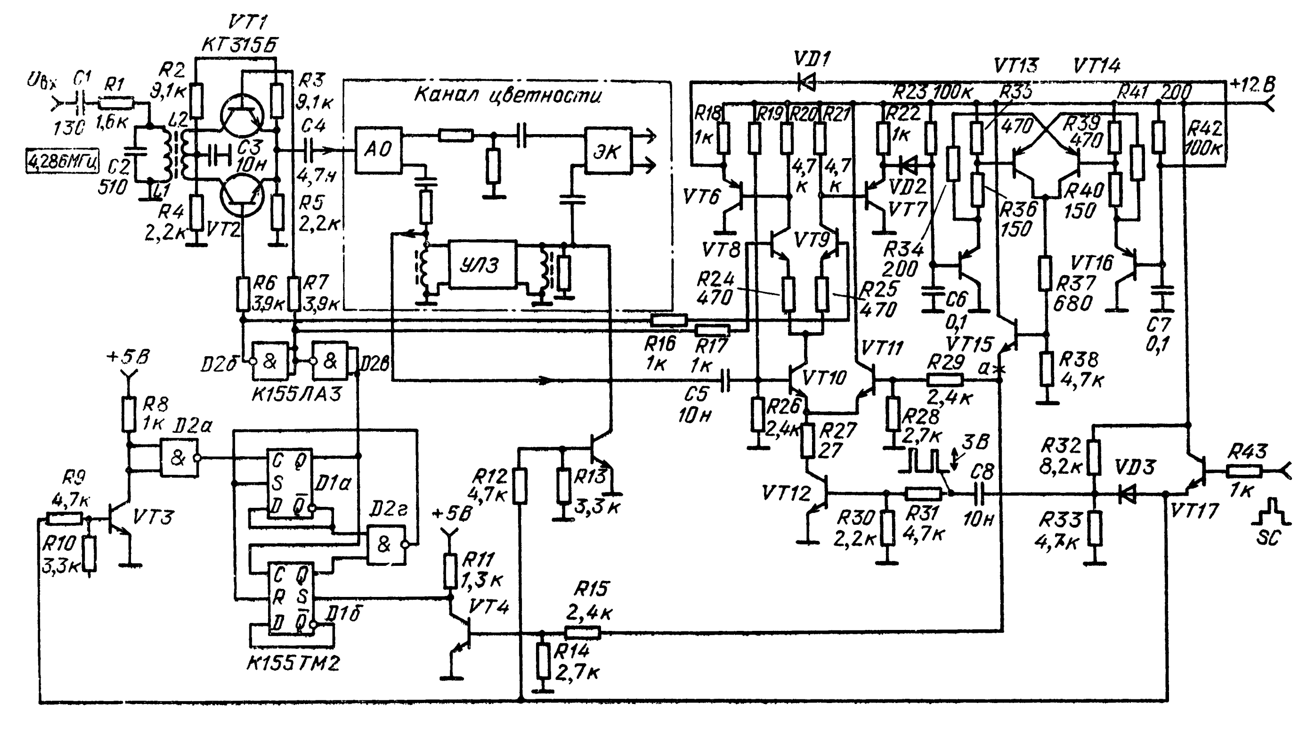
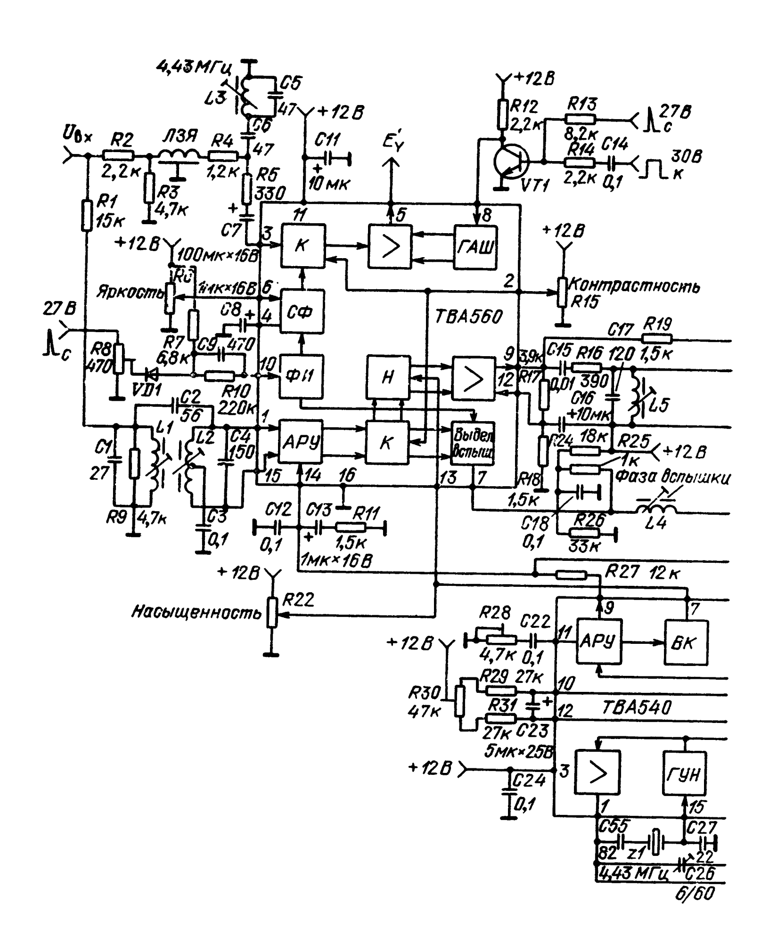


Рис. 10.4. Канал цветности СЕКАМ со схемой подавления искажений

тора фазы служит фильтр КВП *L1C2*, вторичная обмотка которого *L2* выполнена бифилярной с заземленной средней точкой. Переводом в насыщенный режим транзисторов *VT1* или *VT2* достигается изменение фазы цветовой поднесущей, которая затем подается на вход амплитудного ограничителя *АО* канала цветности. Транзистор *VT5* закорачивает на время обратного хода по строкам выходной преобразователь УЛЗ, что нарушает ее согласование и увеличивает уровень эхо-сигнала U_2 на входе. В результате резко возрастает амплитудная модуляция вспышек на входе УЛЗ. Вместо закорачивания выходного преобразователя можно разрывать цепь согласующего дросселя или резистора на выходе УЛЗ.

Вспышки с амплитудной модуляцией поступают на базу транзистора *VT10*, который открывается на интервалы обратного хода генератором тока *VT12*, управляемым стробирующими импульсами. Транзисторы *VT8* и *VT9* поочередно открываются противофазными прямоугольными импульсами, поступающими от генератора коммутирующих импульсов, выполненного на логических микросхемах *D1* и *D2*. Генератор работает в режиме делителя частоты строк на три с произвольной начальной фазой. Если фаза генератора коммутирующих импульсов совпадает с законом коммутации фазы цветовой поднесущей в сигнале, то амплитудная модуляция вспышек отсутствует, на коллекторах транзисторов *VT8*, *VT9* выделяются отрицательные импульсы с одинаковой амплитудой. Импульсы детектируются диодами *VD1*, *VD2* и разряжают накопительные конденсаторы *C6*, *C7* до одинаковых напряжений (около 8 В). При этом транзисторы *VT13*, *VT14* остаются закрытыми, а напряжение на эмиттере *VT15* близко к нулю. В таком режиме устройство работает неопределенно долгое время.

Если начальная фаза генератора коммутирующих импульсов не совпадает с фазой коммутации цветовой поднесущей, то вспышки поднесущей на входе УЛЗ оказываются модулированными по амплитуде. Амплитуды импульсов на эмиттерах *VT6* и *VT7* станут разными. Это вызовет разбаланс напряжений на накопительных конденсаторах *C6*, *C7*. Ограничитель по минимуму *VT13*, *VT14* откроется. Напряжение на эмиттере *VT15* увеличится до 5...6 В. Откроется транзистор *VT11*, заблокировав поступление сигнала на накопители. Одновременно транзистор *V4* прервет работу генератора. Накопительные конденсаторы зарядятся до напряжения, близкого к напряжению питания, и генератор вновь заработает. Процесс повторяется до тех пор, пока фаза генератора не совпадет с фазой коммутации поднесущей. Использование в рассмотренном устройстве ограничителя по минимуму *VT13*, *VT14* уменьшает влияние разброса параметров элементов. Если устройство выполнено на дискретных элементах и несимметрия транзисторов *VT8*, *VT9* слишком велика, может потребоваться их балансировка изменением одного из эмиттерных резисторов, например *R24*. Балансировка выполняется следующим образом. Разрывают эмиттерную цепь *VT15* (точка *а*). Многократным выключением и включением телевизора добиваются синфазности генератора с коммутацией фазы. При этом вспышки на входе УЛЗ имеют одинаковую амплитуду во всех строках. Меняя *R24*, обеспечивают одинаковые напряжения на *C6* и *C7*. После этого замыкают цепь в точке *а*.



10.5. Канал цветности ПАЛ на микросхемах TBA520, TBA540 и TBA560

Электрическая схема канала приведена на рис. 10.5. Серия микросхем TBA была разработана в конце 1960-х годов. Микросхема TBA560 содержит канал яркости с электронными регуляторами контрастности и яркости, фиксацией уровня черного и цепью гашения. Кроме того, в ее состав входит часть канала цветности с АРУ, электронными регуляторами контрастности и насыщенности, меняющими размах цветовой поднесущей, с выделителем вспышки и предварительным усилителем сигнала, подаваемого на УЛЗ. Входной сигнал поступает параллельно на вход канала яркости (вывод *3*) через линию задержки ЛЗЯ и режекторный фильтр *L3C5*, а также на вход канала цветности через полосовой фильтр *L1C1C2L2C4*. Цепь гашения управляется внешним транзистором *VT1*, на базе которого складываются строчные и кадровые гасящие импульсы.

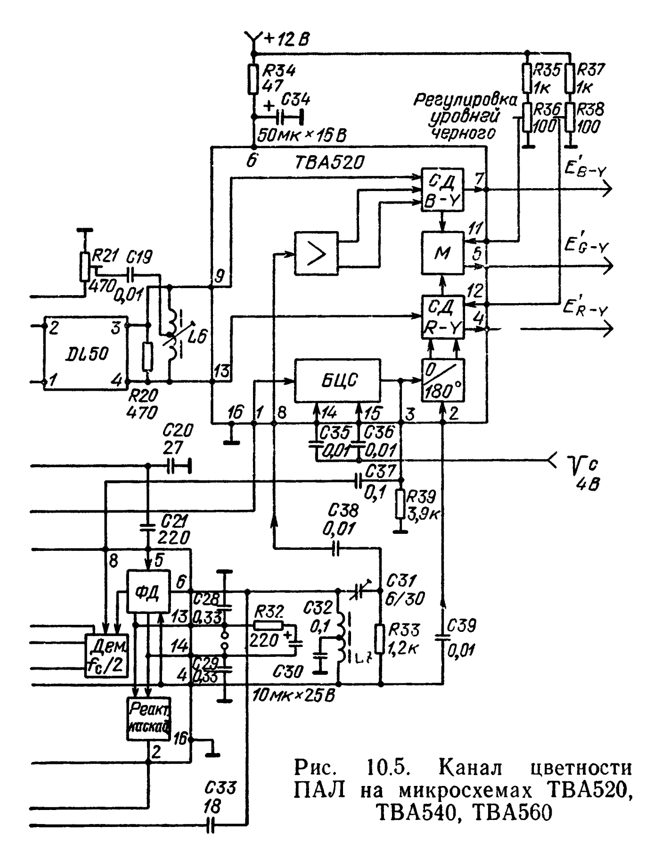


Рис. 10.5. Канал цветности ПАЛ на микросхемах TBA520, TBA540, TBA560

На выходе УЛЗ включена матрица ПАЛ, образованная контуром *L6*, на среднюю точку которого подан прямой сигнал с вывода *9* TBA560 через подстроечный потенциометр *R21*.

Микросхема TBA520 содержит два синхронных детектора, матрицу сигнала E'_{G-Y} и *БЦС* с электронным коммутатором ПАЛ, который инвертирует опорную поднесущую, поступающую на синхронный детектор *R—Y*.

Опорная поднесущая вырабатывается микросхемой TBA540, которая содержит ГУН с кварцевым резонатором на 4,43 МГц, фазовый детектор ФД, на который через контур *L4C20* поступает вспышка ПАЛ, демодулятор полустрочной частоты, симметрируемый внешним резистором *R30*, и цепь АРУ. Амплитуда вспышки регулируется резистором *R28*. Сигнал от ГУН, имеющий фазу *R—Y*, поступает на электронный коммутатор в TBA520 и на автотрансформатор *L7* с заземленной средней точкой. Со второго конца обмотки этого автотрансформатора сигнал с фазой — (*R—Y*) подается на фазовый детектор. Фазовращатель на угол 90°, образованный цепью *C31*, *R33*, формирует опорный сигнал с фазой *B—Y*. Подстроечный конденсатор *C26* служит для регулировки частоты ГУН.

Микросхема TBA540 до настоящего времени серийно выпускается в Чехословакии под названием MBA540. Она может также использоваться в каналах ПАЛ/СЕКАМ совместно с MCA640 и MCA650 (§ 10.9).

Рассмотренный канал цветности рассчитан на работу с микросхемой матрицы *RGB* TBA530, имеющей входы для трех цветоразностных сигналов.

Основные параметры канала:

Размахи выходных сигналов:	
E'_{R-Y}	3,2 В
E'_{G-Y}	1,8 В
E'_{B-Y}	4 В
E'_{Y}	1 В
Размах полного входного сигнала	1 В
Диапазон работы АРУ	⩾26 дБ
Полоса пропускания канала яркости по уровню минус 3 дБ	⩾5 МГц
Диапазон регулировки контрастности	⩾20 дБ
Диапазон регулировки насыщенности	⩾20 дБ
Полоса захвата ФАПЧ	⩾ ±600 Гц
Фазовая погрешность между вспышкой и опорным сигналом	⩽ ±10°
Ток, потребляемый от источника 12 В	100 мА

10.6. Канал цветности ПАЛ на микросхемах TDA2560 и TDA2522

Микросхема TDA2560 близка по функциональному составу к TBA560. В ней также содержатся цепи канала цветности и цепи канала яркости [10.1]. Для фиксации уровня черного используется не строчный импульс, а строб *SC*. В канале цветности введена отрицательная обратная связь по постоянному току с вывода *6* на среднюю точку контура *L1*, которая повышает стабильность работы схемы (рис. 10.6). Принципиально по-новому решена микросхема TDA2522, которая не является простым объединением микросхем TBA520 и TBA540. Переход на кварцевый резонатор 8,8 МГц позволил существенно повысить точность формирования квадратурных опорных сигналов. Применены раздельные ФНЧ для сигналов управления ГУН и БЦС, что повышает устойчивость цветовой синхронизации. Число внешних подстроечных элементов по сравнению с комплектом TBA520/560 сокращено с 11 до 5.

Основные параметры канала:

Размахи выходных сигналов:	
$-E'_{R-Y}$	2,4 В
$-E'_{G-Y}$	1,35 В
$-E'_{B-Y}$	3 В

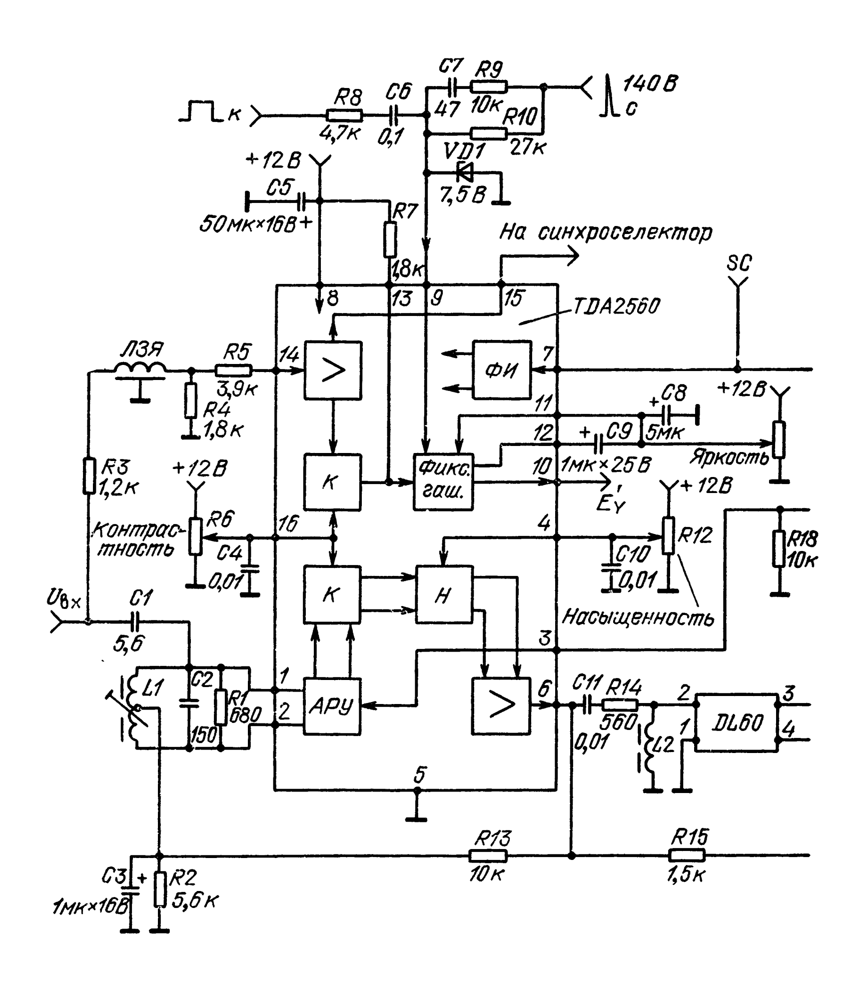
Размах полного входного сигнала	1,5 В
Диапазон работы АРУ	⩾30 дБ
Размах выходного сигнала яркости	E'_Y=3 В
Полоса пропускания канала яркости по уровню минус 3 дБ	>5 МГц
Диапазон регулировки контрастности	⩾20 дБ
Пределы изменения уровня черного при регулировке яркости	1...3 В
Диапазон регулировки насыщенности	⩾20 дБ
Полоса захвата ФАПЧ	⩾ ±500 Гц
Фазовая погрешность между вспышкой и опорным сигналом	⩽ ±5°
Ток, потребляемый от источника 12 В	100 мА

10.7. Канал цветности ПАЛ на микросхеме TDA3510

В состав микросхемы TDA3510 входят все цепи, необходимые для демодуляции сигнала ПАЛ [10.2]. По сравнению с комплектом TDA2560/2522 сокращено число внешних элементов и упрощена настройка. В СССР выпускается функциональный аналог TDA3510 — микросхема К174ХА28; в Чехословакии — MDA3510; в Германии — A3510.

Сигнал цветности через простейший полосовой фильтр на одиночном контуре *L1C2* поступает на вход цепи АРУ (рис. 10.7). Исполнительная часть АРУ (*АРУ1*) выполнена в виде дифференциального усилителя, входы которого подключены к выводам *1* и *2* микросхемы. Между эмиттерами усилителя включена активная цепь с регулируемым сопротивлением. Регулировка осуществляется напряжением от второй части цепи *АРУ2*. При изменении этого напряжения в широких пределах меняется коэффициент передачи цепи *АРУ1*. Для повышения стабильности работы АРУ схема охвачена глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току. Конденсатор *С12* подавляет в цепи обратной связи сигнал цветовой поднесущей. На выходе устройства АРУ включен амплитудный ограничитель *АО*. Когда амплитуда входного сигнала лежит в номинальном диапазоне работы АРУ и принимается программа ПАЛ, сигнал цветности не ограничивается и обеспечивается работа канала в линейном режиме. Если на вход микросхемы поступит сигнал СЕКАМ или НТСЦ, АРУ не сработает и амплитуда поднесущей на входе *АО* превысит пороговое значение. Амплитудный ограничитель перейдет в режим ограничения и предотвратит перегрузку последующих каскадов.

После *АО* канал цветности разветвляется. Усилитель *У1* питает линию задержки. При прохождении вспышек *У1* закрывается. Это предотвращает искажения, которые могут появиться в результате многократного отражения вспышек в *УЛЗ* и суммирования отраженного сигнала с сигналом цветности Усилитель *У1* связан с *БЦС* и закрывается, когда принимаются сигналы СЕКАМ, НТСЦ или черно-белая программа. В закрытом состоянии *У1* обеспечивает затухание сигнала более 50 дБ. Усилители цветоразностных сигналов *У2* и *У3* включаются и выключаются через блок управления *БУ*. Постоянная времени срабатывания этого звена определяется емкостью конденсатора *С23*. В режиме «Не ПАЛ» постоянное напряжение на выводах *5*, *10* и *11* микросхемы снижается до 4 В. В режиме ПАЛ это напряжение увеличи-



вается до 8 В. Такая особенность микросхемы позволяет выполнять двухстандартный канал цветности ПАЛ/СЕКАМ с одной общей УЛЗ.

Резистор *R3* является нагрузкой эмиттерного повторителя, включенного на выходе *У1*. Сигнал с вывода *5* размахом около 2 В проходит через цепь согласования *C13*, *R4*, *L3* на вход УЛЗ. Указанное на рисунке включение выводов УЛЗ соответствует большинству современных линий задержки (DL610, DL711, TAU82 и др.). Задержанный сигнал U_1, амплитуда которого регулируется потенциометром *R5*, через вывод *7* микросхемы проходит на синхронные детекторы *СД*. Прямой сигнал U_0 подан на вторые входы *СД* через аттенюатор *АТ* с коэффициентом передачи —18 дБ, компенсирующий затухание сигнала в канале задержки, которое составляет 15 дБ (9 дБ — в УЛЗ и 6 дБ — в цепях согласования). Вместо внешних сумматора и вычитателя для разделения составляющих U_u и U_v используются сами СД,

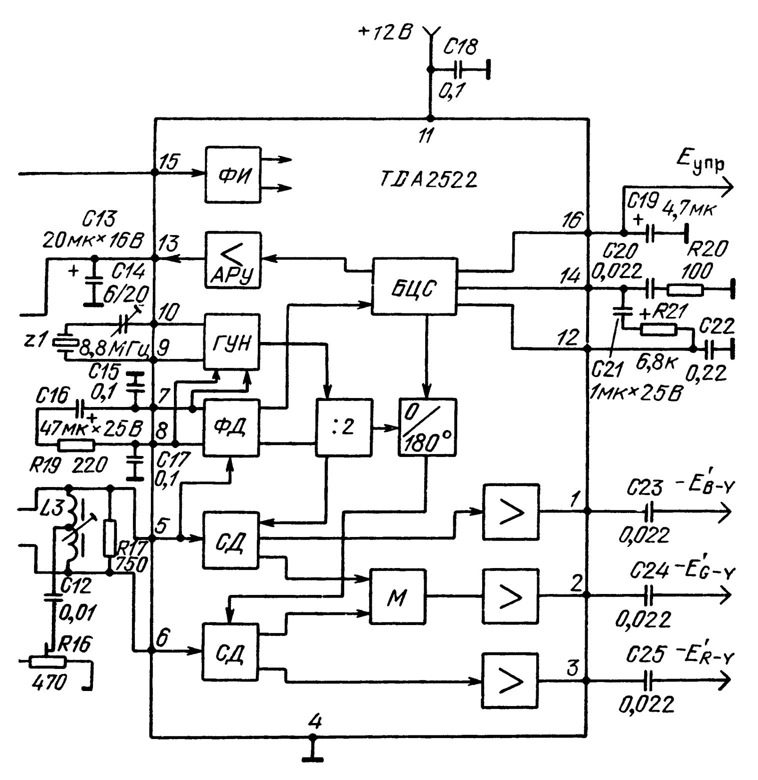
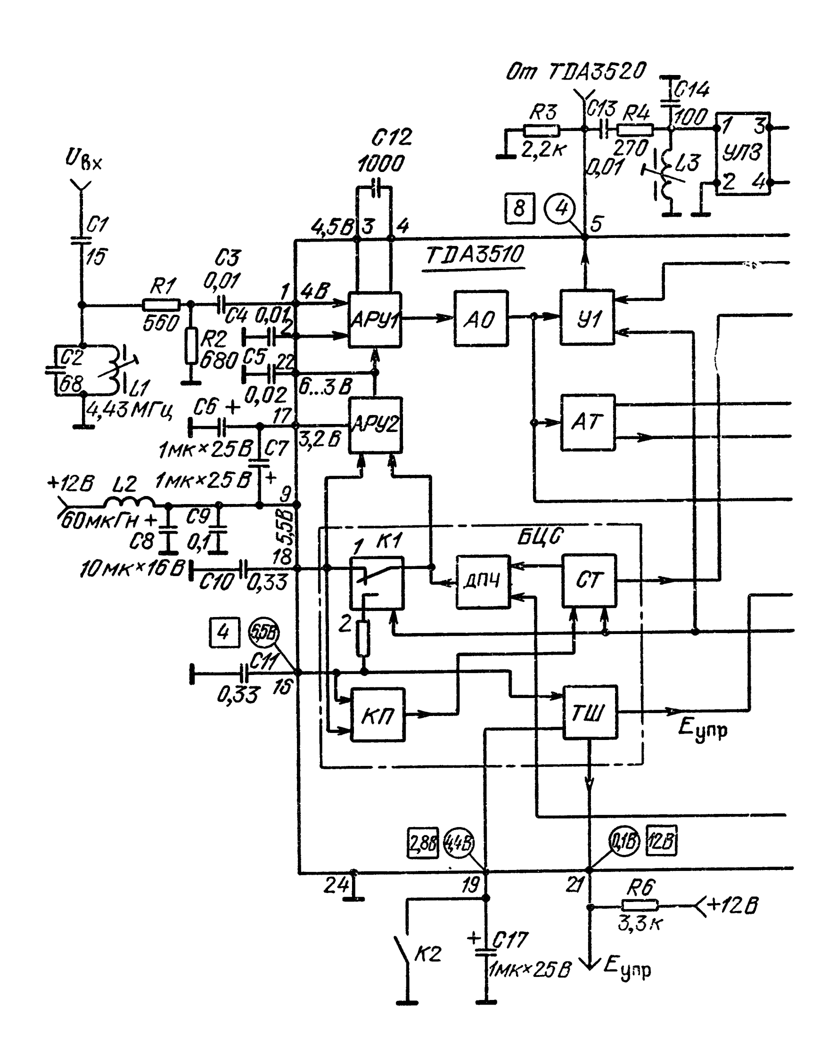


Рис. 10.6. Канал цветности ПАЛ на микросхемах TDA2560, TDA2522

выполненные в виде аналоговых перемножителей, имеющих инвертирующие и неинвертирующие входы. На рисунке эти входы отмечены знаками «+» и «—». Такое схемное решение упрощает выполнение двухстандартного канала цветности ПАЛ/СЕКАМ. Чтобы обеспечить симметрию *СД* по постоянному току, постоянное напряжение в канал U_1 подается со второго выхода аттенюатора *АТ* через вывод *6* микросхемы. Цветовая поднесущая на этом выводе закорачивается на корпус конденсаторами *С15* и *С16*. В интервалы гашения по строкам и полям СД выключатся импульсами с выхода формирователя ФИ. В режиме «Не ПАЛ» СД также выключаются напряжением с выхода *БЦС*, проходящим через каскад ИЛИ.

Сигнал опорной поднесущей для СД вырабатывается ФАПЧ, в которую также входят фазовый детектор *ФД* и *ФНЧ*. Частота *ГУН* за-



дается кварцевым резонатором 8,8 МГц, включенным последовательно с подстроечным конденсатором *C21* между выводами *14* и *15* микросхемы. После деления частоты на два формируются квадратурные опорные сигналы. Опорный сигнал, фаза которого совпадает с осью *B—Y*, подан на СД *B—Y*. Второй опорный сигнал с фазой *R—Y* поступает на *ФД* и через *ЭК*, инвертирующий сигнал в каждой второй строке, на СД *R—Y*. Сигнал цветности на *ФД* снимается с выхода *АО*. От формирователя *ФИ* на *ФД* поданы стробирующие импульсы, выделяющие вспышки ПАЛ. Фильтр нижних частот на выходе *ФД* образован внешними элементами *C18—C20*, *R7*. Кроме напряжения, управляющего частотой и фазой *ГУН*, *ФД* формирует также сигнал полустрочной частоты, повторяющий закон коммутации фазы вспышек. Этот сигнал

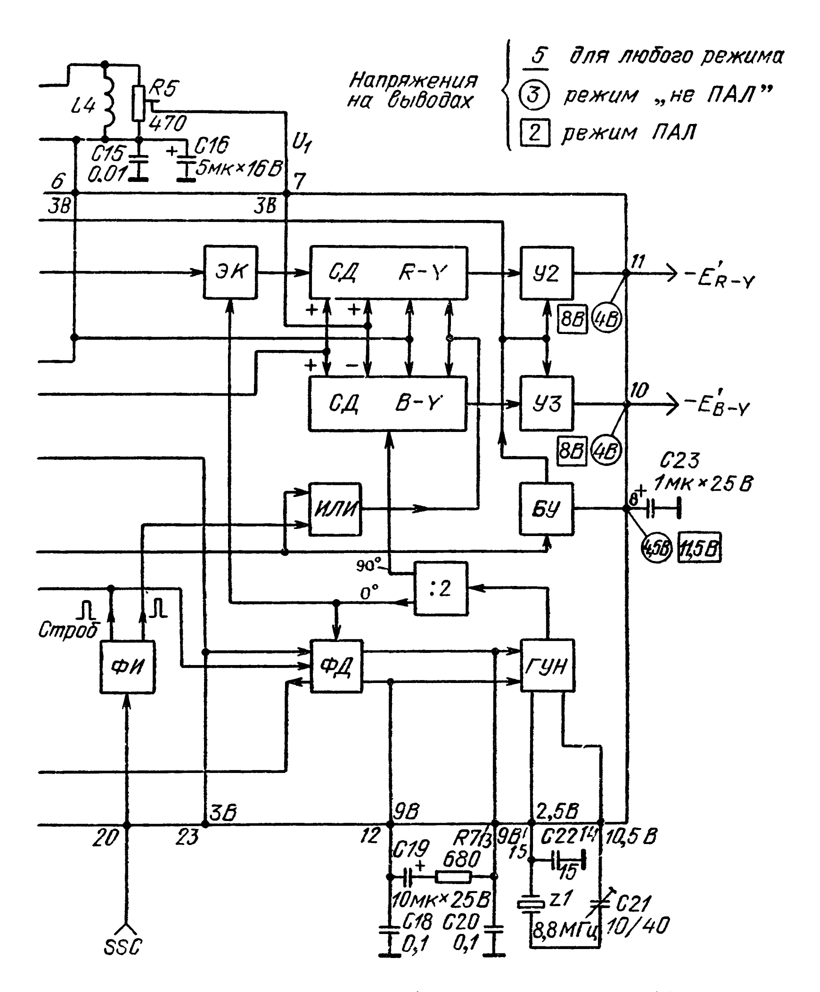


Рис. 10.7. Канал цветности ПАЛ на микросхеме TDA3510

подается в *БЦС*, где демодулятор полустрочной частоты *ДПЧ* сравнивает его с сигналом от счетного триггера *СТ*, управляющего коммутатором ПАЛ. На выходе демодулятора выделяются повторяющиеся каждую строку импульсы, полярность которых определяется фазой триггера. При неправильной фазе импульсы положительны, а при правильной — отрицательны.

Сигнал от демодулятора полустрочной частоты поступает на ключ *К1*. Этот ключ управляется стробирующими импульсами от *ФИ*. При прохождении вспышек *К1* переводится в положение 2. Поэтому напряжение на накопительном конденсаторе *С11*, подключенном к выводу

16 микросхемы, определяется полярностью импульсов на выходе *ДПЧ*, напряжение на втором накопительном конденсаторе *C10* (вывод *18*) зависит от напряжения на выходе *ДПЧ* в паузах между импульсами. Знак разности напряжений между выводами *18* и *16* определяется тем, правильна или неправильна фаза *СТ*. При неправильной фазе напряжение на выводе *16* больше, чем на выводе *18*. Напряжения на конденсаторах *C10* и *C11* сравниваются компаратором *КП*. Если фаза *СТ* неправильна, напряжение на выходе *КП* увеличивается и блокирует триггер по установочному входу. Накопительные конденсаторы перезаряжаются, триггер вновь начинает работать, и, если фаза его опять оказывается неправильной, коррекция повторяется. При правильной фазе *СТ* напряжение на выводе *16* меньше чем на выводе *18*, примерно на 1 В. Сигнал с выхода демодулятора полустрочной частоты используется также для включения канала цветности.

Напряжение с вызода *16* микросхемы поступает на вход триггера Шмитта *ТШ*, выполняющего функции выключателя цветности. Только при приеме сигнала ПАЛ и правильной фазе работы *СТ* канал цветности включается. Время срабатывания *ТШ* можно регулировать изменением емкости конденсатора *C17*, подключенного к выводу *19* микросхемы. Ключ *К2* обеспечивает принудительное включение цветности. С вывода *21* напряжение $E_{упр}$ может быть подано на внешние переключаемые узлы, например на режекторный фильтр сигнала цветности. Внутри микросхемы напряжение $E_{упр}$ через логическую схему ИЛИ поступает на синхронные детекторы, что обеспечивает их выключение в режиме «Не ПАЛ». На второй вход схемы ИЛИ от формирователя импульсов ФИ подана смесь гасящих импульсов, которые выключают демодуляторы на интервалы гашения по строкам и кадрам. Через блок управления *БУ* триггер Шмитта открывает в режиме ПАЛ выходные усилители *У2*, *У3*, а также усилитель *У1*, питающий *УЛЗ*. При этом постоянное напряжение на выходах усилителей увеличивается с 4 до 8 В.

Напряжение с выхода демодулятора *ДПЧ* полустрочной частоты поступает также на устройство *АРУ2*. Из него вычитается напряжение, снятое с выхода *1* ключа *К1*. Разность детектируется пиковым детектором, входящим в состав *АРУ2*. Такая обработка сигнала уменьшает влияние шумов. Напряжение *АРУ* выделяется на выводе *22* микросхемы. В зависимости от размаха поднесущей во входном сигнале оно меняется от 3 до 6 В (6 В соответствует минимальному уровню сигнала цветности). Формирователь *ФИ* разделяет поступающие на вывод *20* импульсы типа *SSC* на гасящие и стробирующие импульсы, которые используются в разных узлах микросхемы.

Рассмотрим теперь особенности построения двухстандартного канала цветности на микросхемах TDA3510 и TDA3520 (или TDA3530). Упрощенная функциональная схема такого канала приведена на рис. 10.8. Каждая микросхема работает автономно. Если принимается сигнал СЕКАМ, срабатывает БЦС в TDA3520. Напряжение на выводе *25* этой микросхемы увеличивается до 8 В и закрывает эмиттерный повторитель в TDA3510, эмиттер которого соединен с выводом *5*. Аналогично при приеме сигнала ПАЛ микросхема TDA3510 закрывает эмиттерный повторитель, нагруженный на вывод *25* в микросхеме TDA3520. Поэтому исключаются взаимные помехи и возможно использование общей УЛЗ. Когда принимается черно-белая программа, напряжение на соединенных выводах *5* и *25* микросхем уменьшается до 4,5 В (а не до 4 В, как при раздельной работе микросхем). Выходы *B—Y* обеих микросхем соединены между собой.

В режиме ПАЛ постоянная составляющая в сигнале E'_{B-Y} равна

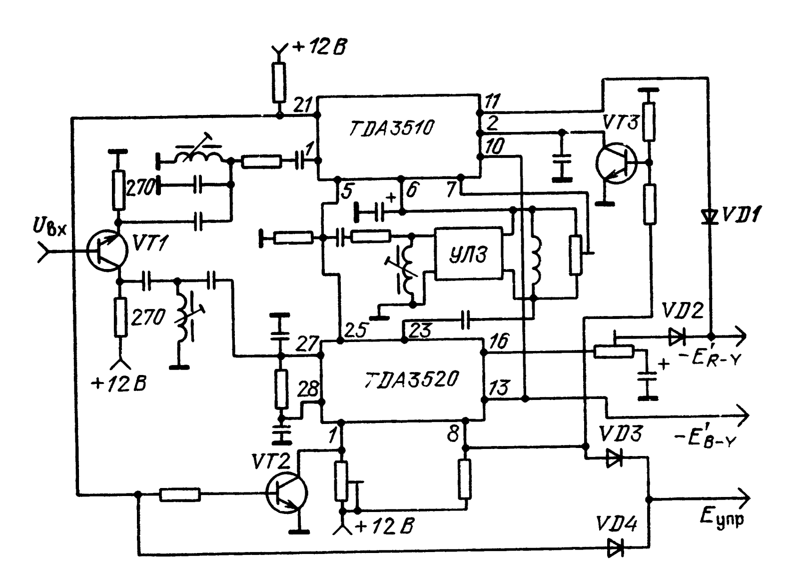


Рис. 10.8. Канал цветности ПАЛ/СЕКАМ на микросхемах TDA35100 и TDA3520

8 В, при приеме черно-белой программы и сигнала СЕКАМ постоянная составляющая уменьшается до 6 В. Так как разброс соотношения сигналов E'_{B-Y}/E'_{R-Y} в микросхеме TDA3520 больше, чем в TDA3510, подстраивается только размах сигнала E'_{R-Y} на выходе TDA3520. Диоды *VD1* и *VD2* предотвращают взаимные помехи микросхем по сигналу E'_{R-Y}. В режиме СЕКАМ открыт диод *VD2* и закрыт *VD1*. В режиме ПАЛ постоянное напряжение с вывода 11 TDA3510 открывает диод *VD1* и закрывает *VD2*. Для повышения устойчивости работы *БЦС* микросхем в канал введены дополнительные транзисторы *VT2* и *VT3*, на базы которых поданы сигналы с выходов выключателей цветности микросхем. Если канал работает в режиме СЕКАМ, открывается *VT3* и закрывает устройство АРУ ПАЛ. И наоборот, в режиме ПАЛ транзистор *VT2* выключает канал цветности СЕКАМ. Сигналы управления от выключателей цветности через схему ИЛИ, образованную диодами *VD3* и *VD4*, независимо проходят на общий выход.

Основные параметры канала рис. 10.7:

Размахи выходных цветоразностных сигналов:

$-E'_{R-Y}$	1,05 В ±3 дБ
$-E'_{B-Y}$	1,33 В ±3 дБ
Размах полного входного сигнала	2 В
Диапазон работы АРУ	⩾26 дБ
Полоса захвата ФАПЧ	⩾ ±500 Гц
Номинальный размах стробирующих импульсов на выводе *20*	7,5 В
Ток, потребляемый от источника 12 В	60 мА

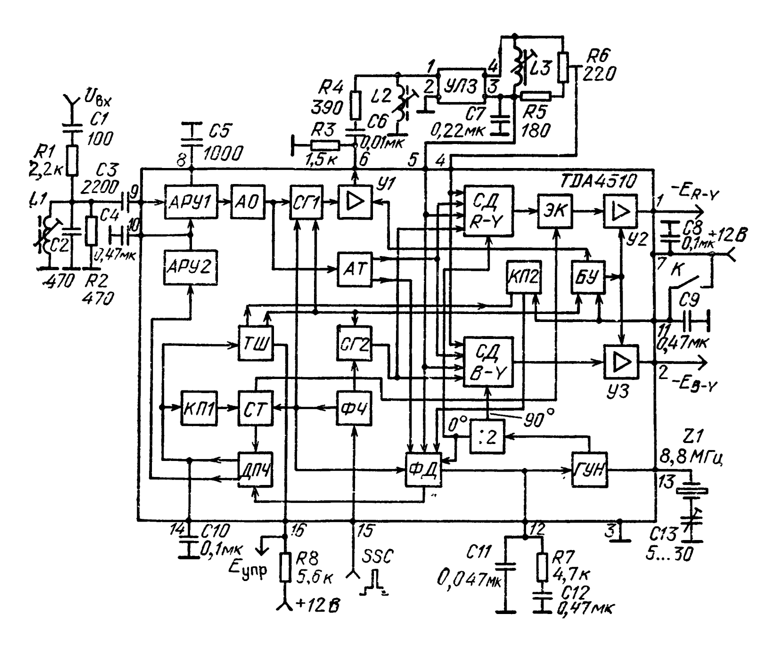


Рис. 10.9. Канал цветности ПАЛ на микросхеме TDA4510 (К174ХА28)

10.8. Канал цветности ПАЛ на микросхеме TDA4510

Микросхема TDA4510 — это процессор ПАЛ, размещенный в 16-выводном корпусе. Уменьшение по сравнению с TDA3510 числа выводов потребовало некоторого упрощения схемотехники. Несмотря на это, параметры TDA4510 не уступают параметрам TDA3510, а по мощности потребления достигается экономия более чем на треть.

По схемным решениям TDA4510 весьма близка к демодулятору ПАЛ многостандартной микросхемы TDA4555 (10.11) и, более того, можно сделать единую печать канала цветности, рассчитанную на использование как TDA4555, так и TDA4510. В последнем случае будет демодулироваться лишь сигнал ПАЛ.

Сигнал цветности, выделенный полосовым фильтром *L1C2* (рис. 10.9), проходит исполнительную цепь АРУ (*АРУ1*), амплитудный ограничитель *АО*, предотвращающий перегрузку в режиме СЕКАМ, и разветвляется на две цепи.

Канал задержки включает устройство гашения *СГ1*, обеспечивающее подавление вспышек, и буферный усилитель *У1*, подводящий сигнал через вывод *6* микросхемы, и внешние согласующие элементы *R4*, *L2* к *УЛЗ*. Задержанный сигнал с движка *R6* через вывод *4* подается на синхронные детекторы *СД*. Прямой сигнал поступает на *СД* через аттенюатор *АТ*, компенсирующий потери в *УЛЗ*. С выхода *АТ* сигнал цветности направляется, кроме того, на фазовый детектор *ФД* системы ФАПЧ, в которую входят также *ГУН* и делитель частоты. Для уменьшения числа выводов устройство ФАПЧ сделано несимметричным —

кварцевый резонатор *Z1* и *ФНЧ R7C11C12* подключены к корпусу.

Сигнал 7,8 кГц с выхода *ФД* поступает на детектор полустрочной частоты *ДПЧ*. На выходе *ДПЧ* выделяются импульсы, полярность которых зависит от того, правильна или неправильна фаза счетного триггера *СТ*. Импульсы интегрируются конденсатором *C10*. Если фаза неправильна и напряжение на *C10* превышает пороговое значение, срабатывает компаратор *КП1*, обеспечивая коррекцию фазы *СТ*. Когда фаза правильная, переключается триггер Шмитта *ТШ*. Напряжение с его выхода проходит на блок управления *БУ* и компаратор *КП2*, которые обеспечивают открывание усилителей *У1—У3*. Напряжения на выводах *6, 1, 2* в режиме ПАЛ увеличиваются с 3 до 9 В. Импульсы с выхода *ДПЧ* поступают на управляющее устройство *АРУ2*, детектируются и регулируют коэффициент передачи устройства *АРУ1*.

Напряжение $E_{упр}$ с вывода 16 микросхемы может использоваться для включения режекторного фильтра. При настройке устройства канал принудительно включается замыканием ключа *К*, подающего +12 В на вывод *11*.

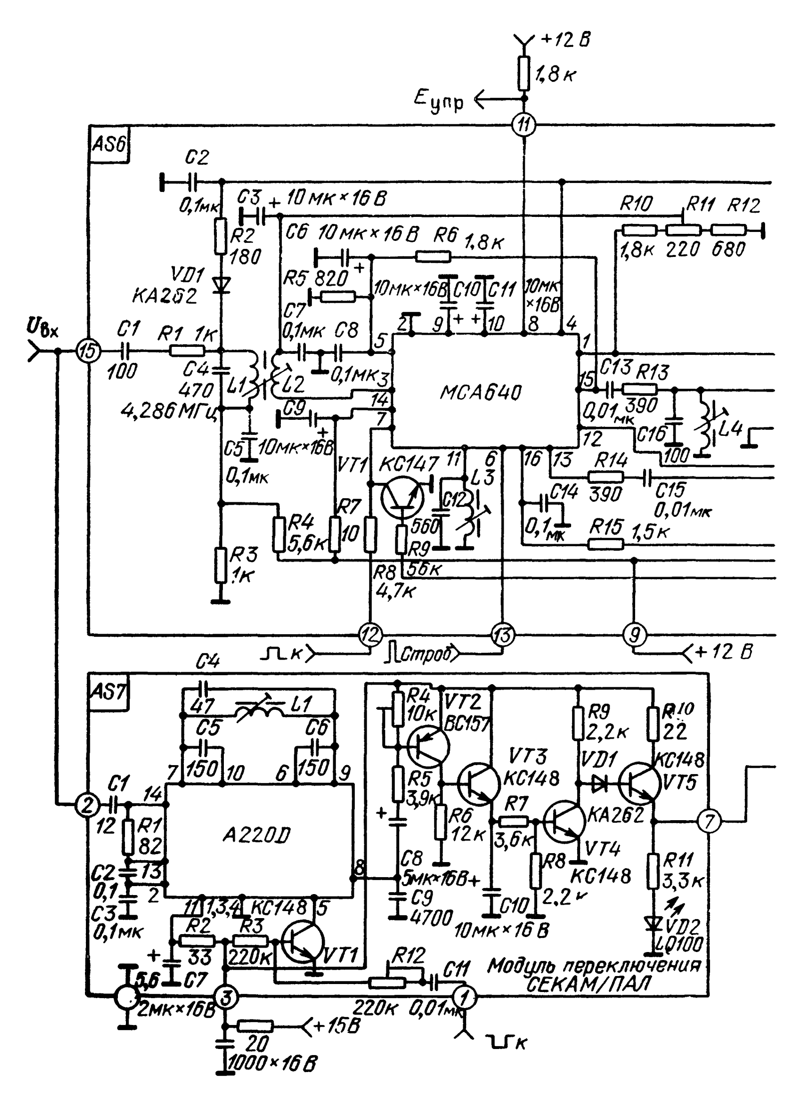
Канал имеет следующие основные параметры:

Размахи выходных цветоразностных сигналов:	
$-E'_{R-Y}$	1,05 В±2 дБ
$-E'_{B-Y}$	1,33 В±2 дБ
Размах полного входного сигнала	1...2 В
Диапазон работы АРУ	⩾26 дБ
Полоса захвата ФАПЧ	⩾ ±500 Гц
Номинальный размах стробирующих импульсов на выводе *15*	7,1 В
Ток, потребляемый от источника 12 В	37 мА

10.9. Канал цветности СЕКАМ/ПАЛ телевизора «Рубин-Тесла»

Телевизор выполнен на базе УПИМЦТ-61. Электрическая схема канала цветности и переключателя СЕКАМ/ПАЛ приведена на рис. 10.10.

Основу канала (модуль *AS6*) составляют микросхемы МСА640, МСА650 и МВА540 производства Чехословакии, которые являются функциональными аналогами микросхем соответственно ТСА640, ТСА650 и ТВА540. Переключение из режима СЕКАМ в режим ПАЛ осуществляется изменением напряжения на выводе *7* модуля от 0 до 12 В. В режиме ПАЛ открывается диод *VD1*, что вызывает шунтирование фильтра КВП *L1C4* резистором *R2*. При этом полоса пропускания фильтра расширяется до 1 МГц. Одновременно увеличение напряжения на выводах *4* микросхем МСА640 и МСА650, а также на выводе *3* МВА540 переводит микросхемы в режим ПАЛ и включает генератор опорной поднесущей. Контур *L6C19* выделяет вспышки поднесущей и служит также для регулировки их фазы (фаза сигнала опорной поднесущей, подаваемого на синхронный детектор *R—Y*). Сердечником в катушке *L11* подстраивается частота ГУН. Резистором *R37* меняют фазовый угол опорной поднесущей, подаваемой на синхронный детектор *B—Y*. Управляющее напряжение АРУ поступает с вывода *9* МВА540 через ФНЧ R15C14 на вывод *16* микросхемы МСА640. Потенциометром *R44* подстраивают амплитуду вспышек. Потенциометр *R46* служит для



балансировки фазового детектора. При работе в режиме ПАЛ напряжение 12 В с вывода *7* модуля закрывает диоды *VD2* и *VD3*, что приводит к выключению цепей КНП (*R32, C39* и *R33, C40*). Кроме того, переводится в насыщенный режим транзистор *VT1*, который при этом блокирует прохождение импульсов гашения полей на вывод *7* МСА640. Это предотвращает возможность включения БЦС СЕКАМ, который работает в режиме кадровой цветовой синхронизации. Демодулированные цветоразностные сигналы положительной полярности выделяются на выводах *1* и *3* модуля.

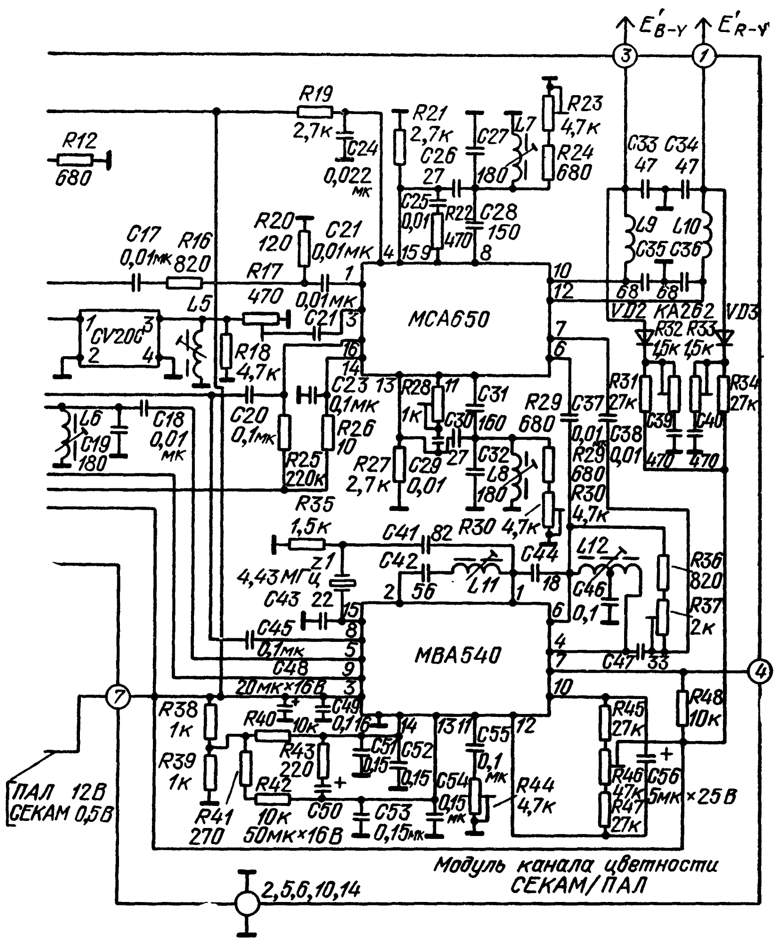


Рис. 10.10. Канал цветности СЕКАМ/ПАЛ телевизора «Рубин-Тесла»

Модуль переключения СЕКАМ/ПАЛ (*AS7*) содержит распознаватель сигнала СЕКАМ, который вырабатывает управляющее напряжение, подаваемое на вывод *7* модуля *AS6*. Основу распознавателя составляет частотный детектор на микросхеме А220Д (выпускаемый в Германии функциональный аналог TBA120S). Контур *L1C4* частотного детектора настроен на частоту кадровых СЦС (3,9 МГц). Частотный детектор включается только в интервалы гашения полей. Для этого транзистор *VT1*, шунтирующий вывод *5* микросхемы, закрывается отрицательными кадровыми импульсами. Сигналы цветовой синхронизации отрицательной полярности выделяются на выводе *8* микросхемы.

Транзистор *VT2* инвертирует СЦС, и они заряжают накопительный конденсатор *C10*. На выходе модуля *AS7* (вывод *7*) управляющее напряжение снижается от 12 до 0,5 В. Гаснет светодиод *VD2*, являющийся индикатором работы декодера в режиме ПАЛ. Закрывается диод *VD1* в модуле *AS6*, и добротность КВП увеличивается до *16*. Микросхемы МСА640 и МСА650 переводятся в режим СЕКАМ, а МВА540 выключается (снимается напряжение питания, подаваемое на вывод *3*). Открываются диоды *VD2* и *VD3*, и тем самым включаются цепи *КНП*. Закрывается транзистор *VT1*, на вывод *7* МСА640 поступают импульсы гашения полей, и БЦС СЕКАМ срабатывает. При этом увеличивается напряжение на выводе *8* микросхемы МСА640, используемое для включения режекторного фильтра в канале яркости и для открывания регуляторов насыщенности в модуле УМ2-3-1 (не показанном на рис. 8.10).

Таким образом, в рассматриваемом канале цветности при отсутствии входного сигнала микросхемы работают в режиме ПАЛ, а в режим СЕКАМ переводятся только после поступления на вход блока сигнала СЕКАМ. Как и во всех двухстандартных каналах цветности, согласующие цепи УЛЗ *L4*, *L5*, *R17* настраиваются в режиме ПАЛ так, чтобы наилучшим образом разделялись компоненты U_u и U_v. В режиме СЕКАМ эти элементы регулировать не следует.

Основные параметры канала:

Размах полного цветового видеосигнала на выводе *15* (от черного до белого)	1,6 В
Размахи демодулированных цветоразностных сигналов на выводах *1* и *3*:	
E'_{R-Y}	0,8 В
E'_{B-Y}	1,0 В
Подавление перекрестных искажений в режиме СЕКАМ	⩾32 дБ
Полоса захвата ФАПЧ	⩾ ±600 Гц

10.10. Канал цветности СЕКАМ/ПАЛ телевизора «Рубин-Тесла Ц-392Д»

В основе телевизора лежит модель ЗУСЦТ.

Канал цветности (рис. 10.11) выполнен на микросхемах MDA3530 и MDA3510 производства Чехословакии. Но в нем могут использоваться и их аналоги TDA3530, К174ХА31 и TDA3510, К174ХА28. По сравнению со стандартным включением в канале проведены некоторые усовершенствования. Потенциометр R_{P1} позволяет регулировать постоянную составляющую на выходе фазового детектора ФАПЧ. Это дает возможность компенсировать несимметрию внутренних цепей микросхемы и повышает устойчивость работы ФАПЧ. Диоды *VD1*, *VD3* запирают канал СЕКАМ при приеме сигнала ПАЛ, что улучшает надежность распознавания систем ЦТ.

В канале СЕКАМ введены буферные эмиттерные повторители *VT1*, *VT3* на входах фазовращателей ЧД и резистор *R12* в цепи КВП, уменьшающий задержку сигнала цветности. Для уменьшения уровня остаточной поднесущей в демодулированных сигналах на выходах канала включены ФНЧ C43L11C46 и C44L12C47.

10.11. Канал цветности СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ на микросхемах TDA4555 и TDA4560

Микросхема TDA4555 обеспечивает демодуляцию сигналов СЕКАМ, ПАЛ, НТСЦ с частотой поднесущей 3,58 МГц и НТСЦ с частотой поднесущей 4,43 МГц. Микросхема TDA4560 содержит перестраиваемую гираторную линию задержки сигнала яркости и цепи, позволяющую повысить цветовую четкость.

Электрическая схема канала приведена на рис. 10.12, *а* [10.3]. На входе канала предусмотрена система фильтров, обеспечивающая выделение сигнала цветности и его режекцию в сигнале яркости. Фазовые корректоры *L2C3* и *L6C8* повышают симметрию переходных характеристик и несколько уменьшают длительность фронтов и срезов в сигналах. Для каждого стандарта предусмотрен отдельный фильтр. Выходы фильтров коммутируются ключевыми устройствами на транзисторах *VT1—VT3* и *VT4—VT7*. Сигнал яркости НТСЦ проходит режекторный фильтр *L1C2R3* на частоту 3,58 МГц и фазовый корректор *L2C3*. Сигнал цветности выделяется контуром *L4C1*. Аналогичный фильтр *L5C0R7* используется при приеме сигнала ПАЛ и НТСЦ с частотой поднесущей 4,43 МГц.

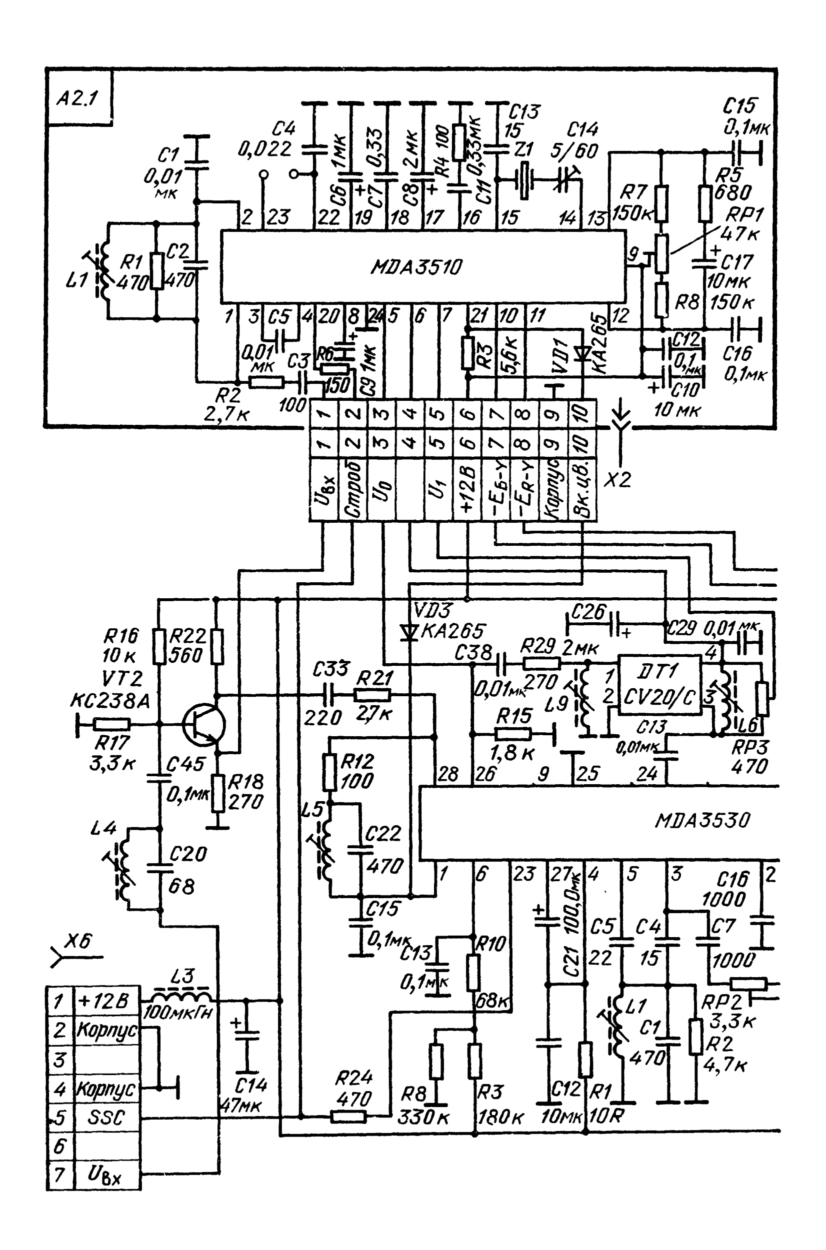
Когда принимается программа СЕКАМ, сигнал яркости проходит *L5, L6* и дополнительный режекторный фильтр *L10C10,* настроенный на частоту 4,02 МГц и расширяющий полосу режекции. Сигнал цветности СЕКАМ выделяется фильтром КВП *L9C9*.

В последних моделях телевизоров с использованием микросхемы TDA4555 фирма «Филипс» применила упрощенную схему входных фильтров, показанную на рис. 10.12, *б*. В ней только две катушки индуктивности — *L1* в полосовом фильтре и *L2* — в режекторе. Когда принимается сигнал СЕКАМ, элементы *L1, C3, R2* образуют контур КВП. В режимах ПАЛ и $НТСЦ_{4,43}$ открывается транзистор *VT3* и добротность контура уменьшается благодаря шунтирующему действию резистора *R4*. При переходе в режим $НТСЦ_{3,58}$ открывается *VT2* и резонансная частота контура понижается благодаря подключению конденсатора *C4*. Резистор *R3* обеспечивает необходимое уменьшение добротности.

В режиме поиска видеосигнал проходит в канал яркости через *C6* и *VT4*, минуя режектор. Цветовая поднесущая в сигналах СЕКАМ, ПАЛ и $НТСЦ_{4,43}$ режектируется фильтром-пробкой *L2C8R8*. Для подавления цветовой поднесущей сигнала $НТСЦ_{3,58}$ к режектору подключается дополнительный конденсатор *C9*.

Упрощение режекторного фильтра стало возможным благодаря использованию апертурного корректора на выходе TDA4560.

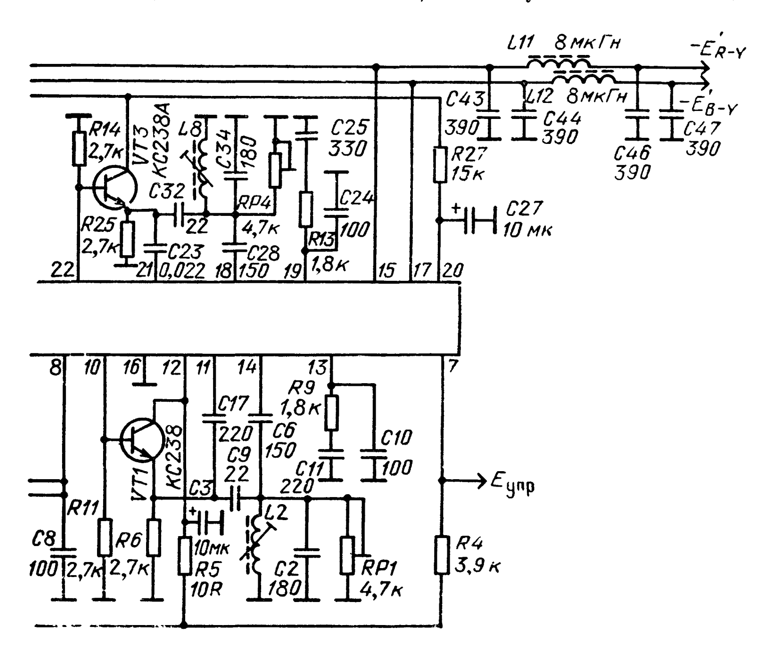
Микросхема TDA4555 содержит общие для сигналов разных стандартов цепи: АРУ, состоящую из двух звеньев — исполнительного каскада *АРУ1* и устройства управления *АРУ2*; устройство гашения вспышки *СГ*, формирователь импульсов *ФИ*, усилитель сигнала, поступающего на *УЛЗ*. Кроме того, есть цепи, структура которых меняется в зависимости от стандарта. К ним относится матрица ПАЛ *М*, работающая в режиме СЕКАМ как коммутатор, демодуляторы *ДЕМ* в виде аналоговых перемножителей с подключаемыми в режиме СЕКАМ фазовращающими контурами *L14C27* и *L15C32*, а также цепи *КНП*, совмещенные с устройствами гашения *СГ*. Эти цепи коммутируются блоком управления *БУ*, связанным с *БЦС*. Блок управления обеспечивает выбор одного из четырех стандартов ЦТ. Для этого релаксационное устройство в *БУ*, управляемое кадровыми импульсами, поочередно, с ин-

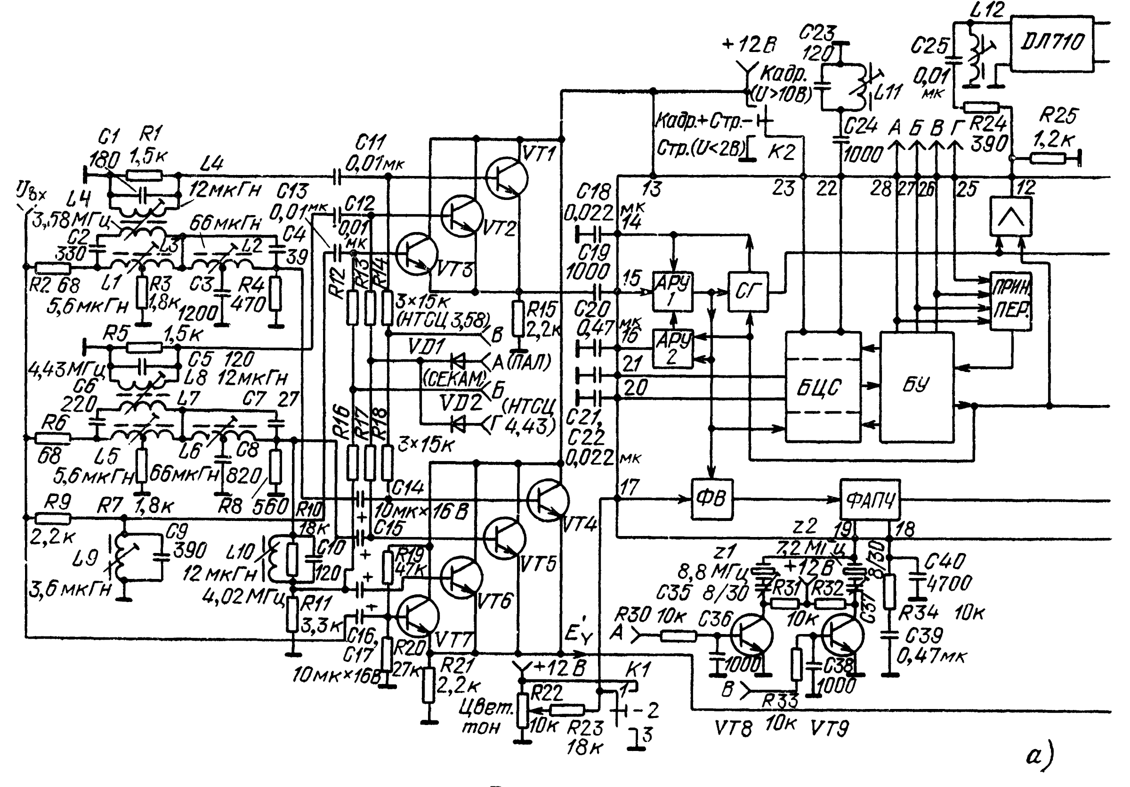

A2.1
MDA3510
MDA3530
C1 0,01 мк
C2 470
L1
R1 470
C4 0,022
C5 0,01 мк
C3 100
R2 2,7 к
R6 150
C9 1мк
C6 1мк
C7 0,33
C8 2мк
R4 100
C11 0,33мк
C13 15
Z1
C14 5/60
C15 0,1мк
R5 680
R7 150к
RP1 47к
C17 10мк
R8 150к
C16 0,1мк
C12 0,1мк
C10 10 мк
R3 5,6 к
VD1 KA265
X2
Uвх
Строб
U0
U1
+12В
-EБ-Y
-ER-Y
Корпус
Вк.цв.
R16 10 к
R22 560
VT2 KC238A
R17 3,3 к
C45 0,1мк
R18 270
L4
C20 68
VD3 KA265
C33 220
R21 2,7 к
C38 0,01мк
R29 270
C26 2мк
C29 0,01мк
DT1 CV20/C
L9
L6
R15 1,8 к
C13 0,01мк
RP3 470
R12 100
L5
C22 470
C15 0,1мк
C13 0,1мк
R10 68к
C21 100,0мк
C5 22
C4 15
C16 1000
C7 1000
RP2 3,3 к
L1
C1 470
R2 4,7к
X6
+12В
Корпус
Корпус
SSC
Uвх
L3 100мкГн
C14 47мк
R24 470
R8 330 к
R3 180к
C12 10мк
R1 10R

тервалами в четыре периода кадровой развертки (80 мс) переводит узлы микросхемы в режимы ПАЛ, СЕКАМ, НТСЦ (3,58 МГц) и НТСЦ (4,43 МГц). Весь цикл занимает 320 мс. Если принимается один из сигналов перечисленных стандартов, БЦС опознает его и прекращает поиск.

В микросхеме предусмотрена задержка момента включения канала цветности после опознавания стандарта на 40 мс. Это предотвращает возможность ложного включения канала. Блок управления не только коммутирует внутренние цепи микросхемы, но и формирует также управляющие напряжения для переключения внешних фильтров и кварцевых резонаторов (ключи *VT8, VT9*). Эти напряжения выводятся на контакты *25—28*. Контакт *25* соответствует стандарту НТСЦ 4,43 МГц, контакт *26* — НТСЦ 3,58 МГц, *27* — СЕКАМ и *28* — ПАЛ. В режиме поиска напряжения на этих контактах поочередно увеличиваются от 0,5 до 2,5 В. При этом транзисторы *VT1—VT3* один за другим открываются, пропуская на вход микросхемы (вывод *15*) сигнал цветности,

Рис. 10.11. Канал цветности СЕКАМ/ПАЛ «Рубин-Тесла Ц-392Д»





Uвх
C1 180
R1 1,5к
L4
L4 12мкГн
3,58МГц
C2 330
L3
66мкГн
L2
C4 39
R2 68
L1 5,6мкГн
R3 1,8к
C3 1200
R4 470
R5 1,5к
4,43МГц
C5 120
L8 12мкГн
C6 220
L7
C7 27
R6 68
L5 5,6мкГн
L6 66мкГн
C8 820
R8 560
R9 2,2к
R7 1,8к
C9 390
L9 3,6мкГн
L10 12мкГн
4,02МГц
R10 18к
C10 120
R11 3,3к
C11 0,01мк
C13 0,01мк
C12 0,01мк
R12
R13
R14
3×15к
(НТСЦ 3,58)
VD1
VD2
(СЕКАМ)
А (ПАЛ)
Б
В
(НТСЦ
Г 4,43)
R16
R17
R18
3×15к
C14 10мк×16В
C15
C16, C17 10мк×16В
R19 47к
R20 27к
R21 2,2к
VT1
VT2
VT3
VT4
VT5
VT6
VT7
R15 2,2к
E'Y
+12В
K1
R22 10к
Цвет. тон
R23 18к
1
2
3
+12В
Кадр. (U>10В)
Кадр.+Стр.-
Стр.(U<2В)
K2
C23 120
L11
C24 1000
C25 0,01мк
L12
ДЛ710
R24 390
R25 1,2к
А Б В Г
13
23
22
28
27
26
25
12
C18 0,022мк
14
C19 1000
15
C20 0,47мк
16
21
20
C21, C22 0,022мк
АРУ 1
АРУ 2
СГ
БЦС
БУ
ПРИН. ПЕР.
17
ФВ
ФАПЧ
z2
19
18
7,2МГц
z1 8,8МГц
C35 8/30
+12В
R31
R32
10к
C37 8/30
C40 4700
R34 10к
C39 0,47мк
R30 10к
A
C36 1000
C38 1000
B
R33 10к
VT8
VT9
а)

Рис. 10.12а

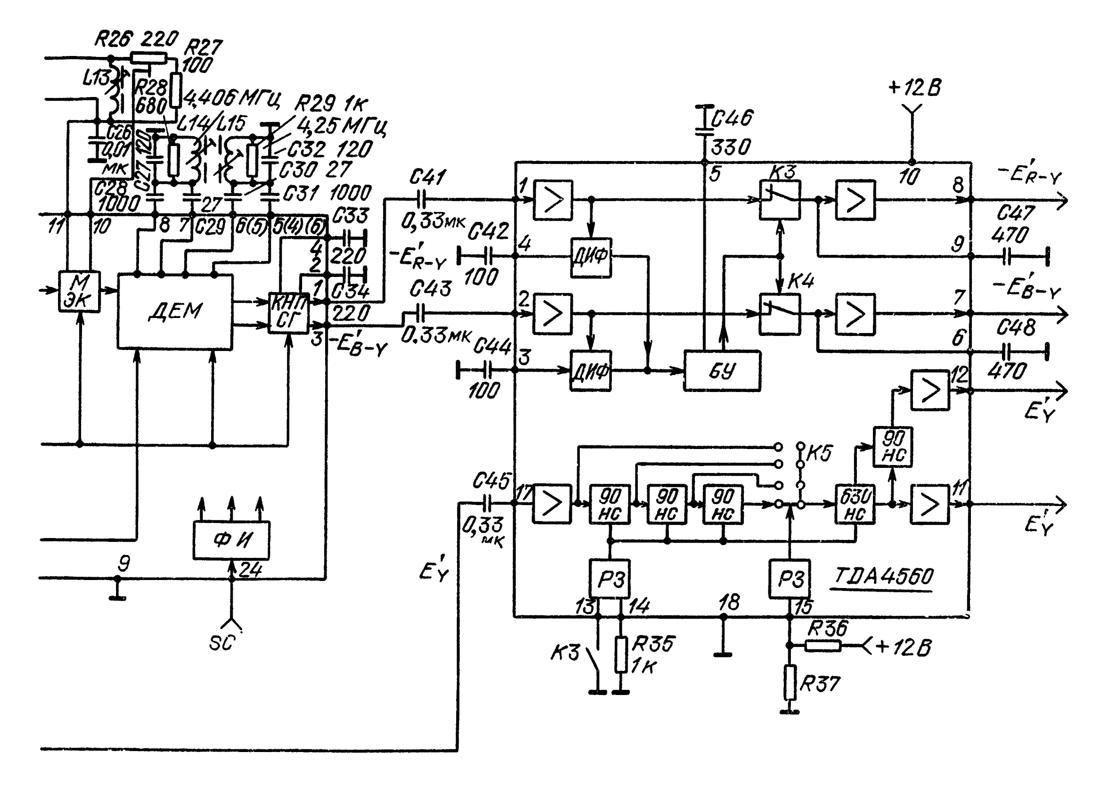

R26 220
R27 100
L13
R28 680
4,406 МГц
R29 1к
L14 L15
4,25 МГц
C26 0,01 мк
C27 120
C32 120
C30 27
C28 1000
27
C31 1000
C29
C33 220
C34 220
C41 0,33мк
C42 100
C43 0,33мк
C44 100
C45 0,33 мк
C46 330
+12 В
C47 470
C48 470
М ЭК
ДЕМ
КНП СГ
ФИ
SC
ДИФ
БУ
К3
К4
К5
90 НС
630 НС
РЗ
TDA4560
R35 1к
R36
R37
$-E'_{R-Y}$
$-E'_{B-Y}$
E'_Y

Рис. 10.12б

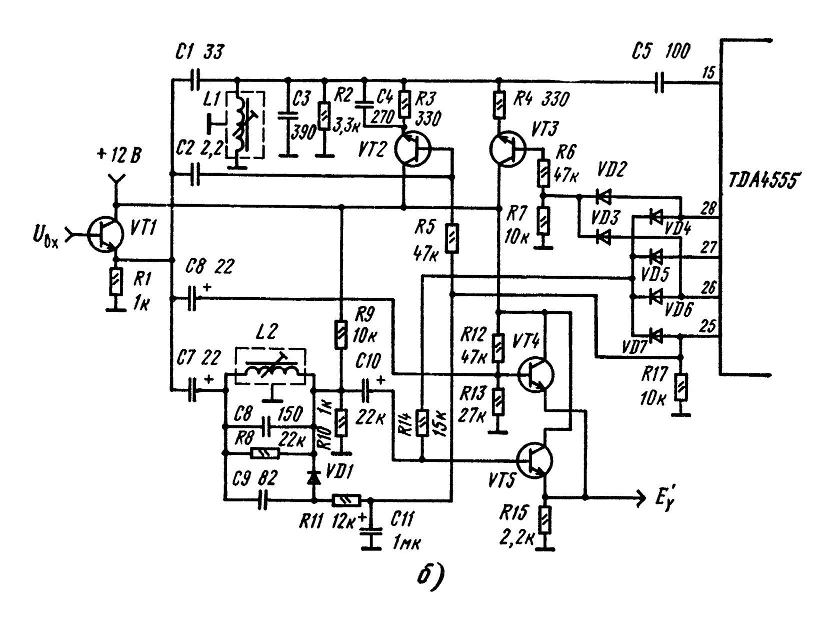


Рис. 10.12. Канал цветности СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ на микросхемах TDA4555 и TDA4560:

а — электрическая схема; *б* — упрощенный вариант схемы входных фильтров

прошедший соответствующий фильтр. В канале яркости во время поиска открыт транзистор *VT7*, так как напряжение на его базе, задаваемое делителем *R19*, *R20*, больше 2,5 В. Поэтому сигнал яркости проходит в микросхему TDA4560, минуя режекторные фильтры. Если, например, принимается сигнал ПАЛ, напряжение на выводе *28* после опознавания системы увеличивается до 6 В и поиск прекращается. В этом режиме открываются транзисторы *VT2*, *VT5* и *VT8*, обеспечивая выделение сигнала цветности с частотой 4,43 МГц, соответствующую режекцию в канале яркости и подключение к системе ФАПЧ кварцевого резонатора на частоту 8,8 МГц. Аналогично работает БУ и при приеме других стандартов.

Если необходимо, один из четырех режимов работы БУ можно обеспечить без подачи сигнала цветности, увеличив на одном из выводов (*25—28*) напряжение до 9 В внешним резистивным делителем. Это может потребоваться при настройке канала. В режиме НТСЦ к системе ФАПЧ подключается внешний регулятор цветового тона *R22*, который с помощью фазовращателя *ФВ* регулирует фазу опорной поднесущей, формируемой системой ФАПЧ, на ±30° относительно номинального значения. Регулировка осуществляется изменением напряжения на выводе *17* микросхемы внешним потенциометром *R22*. Если вывод *17* соединить через ключ *K1* с источником +12 В, то регулятор цветового тона перестанет функционировать, а канал цветности будет открыт. Когда ключ *K1* замыкает вывод *17* на корпус, выключается ФАПЧ и принудительно открывается канал цветности. Этот режим используется для установки начальной частоты ГУН.

Блок цветовой синхронизации микросхемы содержит параллельно

включенные синхронные демодуляторы. В режимах ПАЛ и НТСЦ на них подается опорный сигнал поднесущей от ФАПЧ. В режиме СЕКАМ используется внешний контур L1C23, настроенный на частоту 4,33 МГц. Меняя напряжение на выводе *23*, можно обеспечить строчную цветовую синхронизацию СЕКАМ ($U_{23}=0$), кадровую цветовую синхронизацию ($U_{23}=12$ В) и комбинированную строчно-кадровую синхронизацию (вывод *23* никуда не подключен, а напряжение на нем, равное 6 В, обеспечивается внутренними цепями микросхемы).

Микросхема TDA4560 уменьшает длительность цветовых переходов и позволяет получать необходимую задержку сигнала яркости. Принцип работы корректора цветовых переходов рассмотрен в гл. 8.

Вместо внешней электромагнитной линии задержки в состав TDA4560 введена цепь из 14 гираторов, каждый из которых дает задержку на 90 нс. Коммутатор *K5*, управляемый напряжением на выводе *15* через регулятор задержки *P3*, меняет число используемых гираторов с восьми ($\tau=720$ нс) до 11 ($\tau=990$ нс). Кроме того, при замыкании вывода *13* на корпус выбранное значение задержки дополнительно увеличивается на 45 нс. Поэтому максимальная задержка сигнала яркости составляет 1035 нс. Если снимать сигнал E'_Y с вывода *11*, минимальная задержка составит 630 нс. Столь большая задержка сигнала яркости необходима для компенсации задержки цветоразностных сигналов в корректоре четкости. Требуемое время задержки устанавливается по виду цветовых переходов на экране телевизора.

Наличие в микросхеме двух выходов, сигналы на которых сдвинуты во времени на 90 нс, позволяет подключать к ней апертурный корректор (см. гл. 8). Существуют модификации микросхемы TDA4560. Так, TDA4670 содержит в своем составе апертурный корректор, причем как степень коррекции, так и значение задержки регулируются по цифровой шине.

Основные параметры канала цветности:

Размахи выходных сигналов:	
$-E'_{R-Y}$	1,05 В$\pm$2 дБ
$-E'_{B-Y}$	1,33 В$\pm$2 дБ
E'_Y	0,5 В
Размах полного входного сигнала	1 В
Полоса захвата ФАПЧ	$\geqslant \pm 500$ Гц
Ток, потребляемый от источника 12 В	100 мА

10.12. Канал цветности СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ на микросхеме TEA5640C

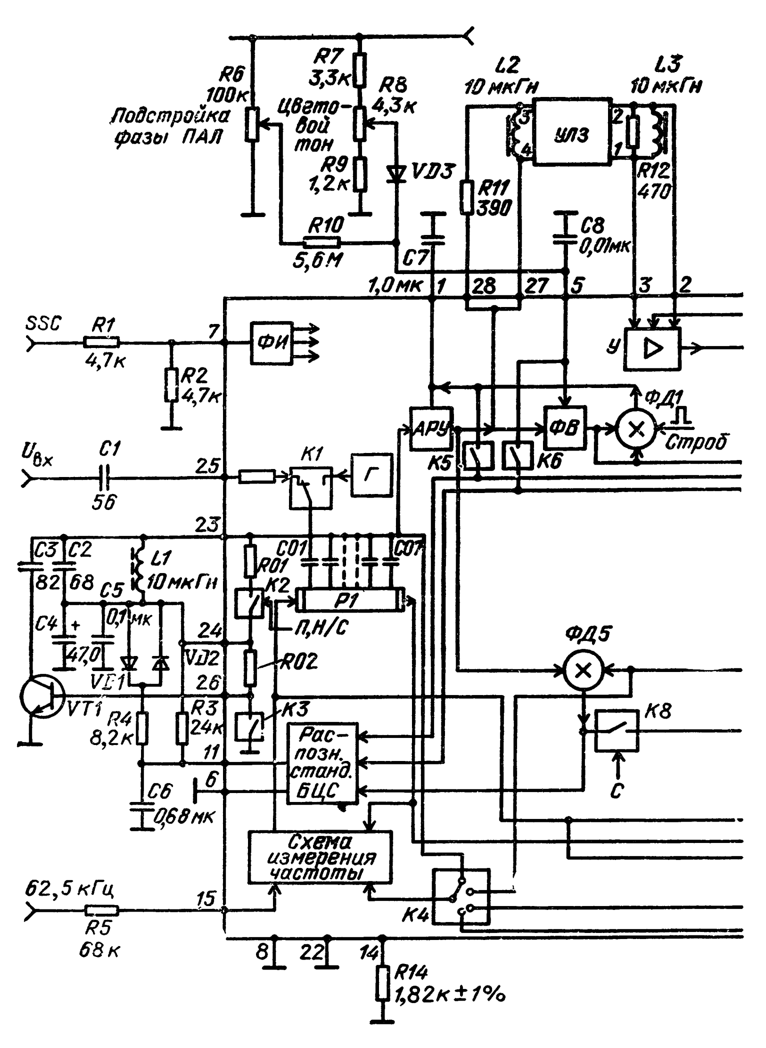
Микросхему TEA5640C выпускает фирма «Томсон» (Франция). Микросхема представляет собою многостандартный аналоговый процессор цветности с автоматической цифровой подстройкой параметров [§ 10.4].

При работе микросхемы контролируются и поддерживаются на заданном уровне следующие параметры.

В режиме СЕКАМ: частота настройки КВП; затухание в УЛЗ; нулевые частоты ЧД.

В режиме НТСЦ: частота настройки входного полосового фильтра; частота и фаза опорной поднесущей.

В режиме ПАЛ: частота настройки входного полосового фильтра;



частота и фаза опорной поднесущей; затухание в УЛЗ; фазовый сдвиг задержанного сигнала.

Электрическая схема канала приведена на рис. 10.13. Для нормальной работы микросхемы на ее вывод *15* должен подаваться синусоидальный тактовый сигнал с частотой 62,5 кГц и размахом около 3 В. Для этого используется дополнительный кварцевый автогенератор на частоту 4 МГц с последующим делением на 64. Микросхема управляется распознавателем стандартов, который циклично переводит внутренние цепи сначала в режим СЕКАМ, затем в режим НТСЦ (3,58 МГц), далее в режим ПАЛ, в режим НТСЦ (4,43 МГц) и вновь в режим СЕКАМ. Режим СЕКАМ, являющийся для микросхемы приоритетным, поддержива-

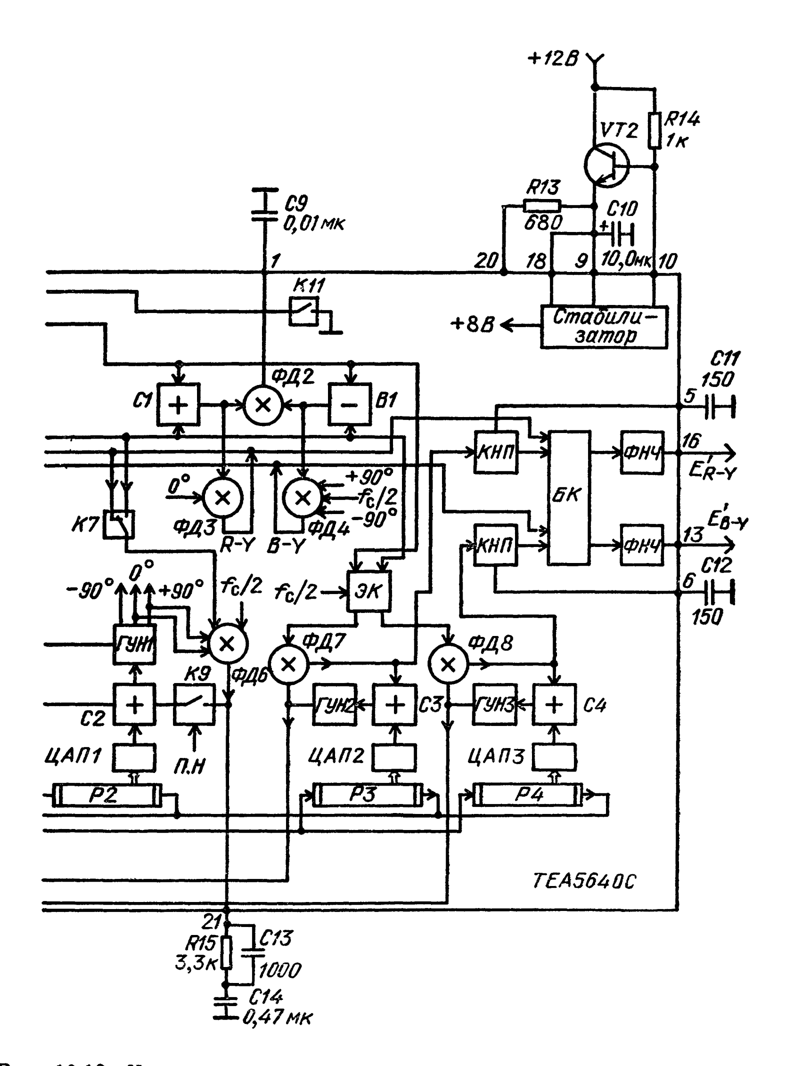


Рис. 10.13. Четырехстандартный канал цветности СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ на микросхеме TEA5640C

ется в течение четырех полей. При этом подстраиваются *КВП, БЦС* и оба частотных детектора. В режимах НТСЦ 3,58 и 4,43 МГц микросхема поддерживается на интервалы два поля, за время которых подстраивается входной полосовой фильтр и генератор опорной поднесущей. Два интервала полей отведено и для опознавания сигнала ПАЛ После того как опознавание принимаемого сигнала ЦТ произошло, микросхема блокируется в требуемом режиме.

Основу автоматики микросхемы составляет схема измерения частоты. Она выполнена в виде аналого-цифровой системы ФАПЧ, в которой сигнал ошибки записывается в регистрах *Р1—Р4*.

Сигнал цветности поступает в микросхему через вывод *25*. В режиме СЕКАМ фильтр КВП образован дросселем *L1*, внешним конденсатором *С2* и внутренними конденсаторами *СО1—СО7*, подключаемыми к КВП с помощью регистра *Р1* в процессе подстройки. Для этого ключ *К1* переводится в правое положение и к внутреннему генератору *Г* подключается контур КВП, выполняющий при этом функцию частотно-задающей цепи. Частота полученных колебаний сравнивается с заданным значением, и регистр *Р1* подключает к КВП столько внутренних конденсаторов, что разность частот становится меньше заданного допуска.

В режиме ПАЛ полоса пропускания фильтра расширяется путем шунтирования его резистором *RO2*. Когда принимается сигнал $НТСЦ_{3,58}$, транзистор *VT1* подключает к фильтру конденсатор *С3*, снижающий резонасную частоту до 3,58 МГц.

Далее сигнал цветности проходит *АРУ*, фазовращатель *ФВ* и поступает на матрицу ПАЛ/НТСЦ (сумматор *С1* и вычитатель *В1*) и на первый вход коммутатора СЕКАМ *(ЭК)*. Устройство *АРУ* управляется напряжением от перемножителя *ФД1*, который включается на время прохождения вспышек стробирующими импульсами. Фазовращатель *ФВ* работает только в режиме ПАЛ. Ключ *К6*, замыкаемый стробирующими импульсами, обеспечивает интегрирование конденсатором *С8* вспышек в сигнале U_v, снимаемых с выхода синхронного детектора *R—Y* *(ФД4)*.

Вспышки демодулируются при постоянной фазе опорного сигнала. Поэтому их полярность меняется от строки к строке. Когда фазовая задержка, создаваемая *УЛЗ*, лежит в допустимых пределах, положительные и отрицательные значения демодулированных вспышек оказываются одинаковыми и приращение напряжения на *С8* оказывается равным нулю. Если *УЛЗ* создает фазовую погрешность, амплитуды положительных и отрицательных демодулированных вспышек получаются разными, напряжение на *С8* изменяется, и фазовращатель *ФВ* корректирует фазовую ошибку.

Регулируемый усилитель *У* на выходе *УЛЗ* используется для автоматической подстройки амплитуды задержанного сигнала. Фазовый детектор (перемножитель) *ФД2* сравнивает фазы сигналов U_u и U_v при прохождении вспышек. При номинальной амплитуде задержанного сигнала фазы этих вспышек ортогональны и напряжение на конденсаторе С9 не получает приращения. При отклонении размаха задержанного сигнала в ту или иную сторону от номинала фазовый сдвиг между вспышками становится отличным от 90°. Напряжение на *С9* меняется и воздействует на коэффициент передачи усилителя *У* так, что компенсирует погрешность.

Сигнал вспышек U_u с выхода *С1* поступает на генератор опорной поднесущей в виде аналого-цифровой системы ФАПЧ, содержащей *ГУН1*, фазовый детектор *ФД6*, сумматор *С2*, цифро-аналоговый преобразователь *ЦАП1* и регистр *Р2*. В режимах ПАЛ и НТСЦ замыкается ключ *К9* и напряжение на выходе сумматора *С2* оказывается суммой выходного сигнала *ФД6* и сигнала на выходе *ЦАП1*, который определяется записанным в регистр *Р2* двоичным словом, зависящим от погрешности *ГУН*. Схема измерения частоты поочередно подключается к различным датчикам внутри микросхемы с помощью коммутатора *К4*, управляемого от распознавателя стандартов.

Формируемый ФАПЧ опорный сигнал с фазой 0° поступает на синхронный детектор сигнала E'_{B-Y} *(ФД3)*. На синхронный детектор сиг-

нала E'_{R-Y} подаются опорные сигналы $\pm 90°$, которые переключаются меандром напряжения полустрочной частоты. Как уже говорилось, вспышка U_v демодулируется при постоянной фазе опорного сигнала, что обеспечивает построчное чередование ее полярности.

В режиме СЕКАМ прямой и задержанный сигнал проходят электронный коммутатор *ЭК*, который разделяет составляющие U_R и U_B. В качестве частотных детекторов использованы системы ФАПЧ *(ГУН2, С3, ФД7, ЦАП2, Р3* — для сигнала U_R и *ГУН3, С4, ФД8, ЦАП3, Р4*— для сигнала U_B). Во время прохождения вспышек d_R и d_B схема измерения частоты определяет отклонения частот *ГУН2* и *ГУН3* от частот соответствующих вспышек и изменением содержания регистров *Р3* и *Р4* обеспечивает компенсацию погрешностей.

Демодулированные сигналы через цепи *КНП* с внешними конденсаторами *С11, С12*, блок коммутации *БК* и активные фильтры нижних частот *ФНЧ* выводятся наружу через контакты *13, 16*.

Система ФАПЧ, формирующая опорные сигналы ПАЛ/НТСЦ, в режиме СЕКАМ выполняет функции БЦС. Для этого замыкается ключ *К8* и размыкается *К9*. Получается частотный детектор в виде системы ФАПЧ, сигнал на который снимается с выхода *АРУ*. Нулевая частота этого ЧД устанавливается равной 4,328 МГц. Демодулированные вспышки имеют чередующуюся по строкам полярность. Они поступают на исполнительную часть БЦС, где обеспечивают подачу на *ЭК* меандра напряжения полустрочной частоты с основного или инвертирующего выхода счетного триггера, в зависимости от того, правильна или неправильна его фаза.

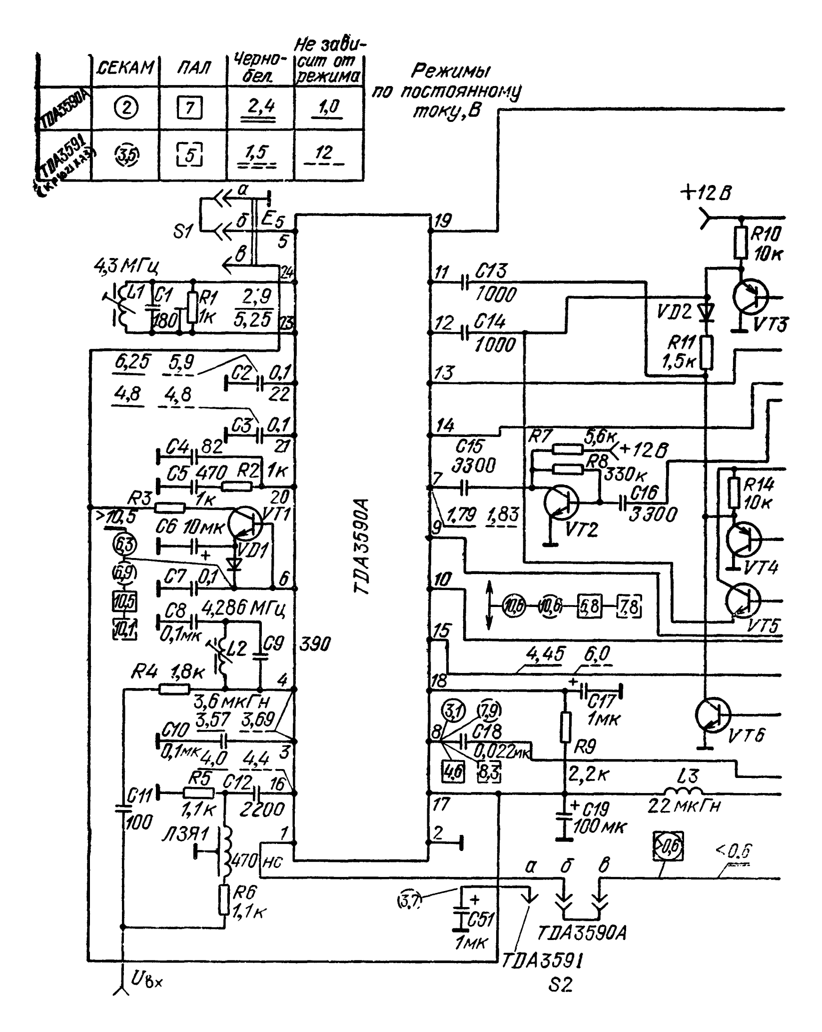
Внутренние цепи микросхемы питаются напряжением +8 В, формируемым стабилизатором с внешним транзистором *VT2*.

Рассмотренный канал цветности имеет следующие основные параметры:

Номинальный размах входного сигнала	320 $мВ^{+6}_{-24}$ дБ
Размахи демодулированных сигналов:	
$E'_{R-Y}=1{,}05$ В±20 %	
$E'_{B-Y}=1{,}34$ В±20 %	
Отношение E'_{B-Y}/E'_{R-Y}	1,1...1,45
Генератор опорной поднесущей:	
полоса захвата	⩾ ±350 Гц
полоса удержания	⩾ ±500 Гц
Диапазон подстройки входного фильтра при *L1*=10 мкГн, *С2*=68 пФ	⩾590 кГц
Регулировка цветового тона НТСЦ при изменении U_5 от 2 до 4,5 В	$\Delta\varphi = \pm 40°$
Диапазон регулировки усиления в канале задержки .	—9 дБ
Диапазон регулировки фазового сдвига в канале задержки	⩾ ±30°
Ток потребления по выводам *9* и *18*	⩽120 мА

10.13. Трехстандартный декодер на микросхемах TDA3590A и TDA3562A

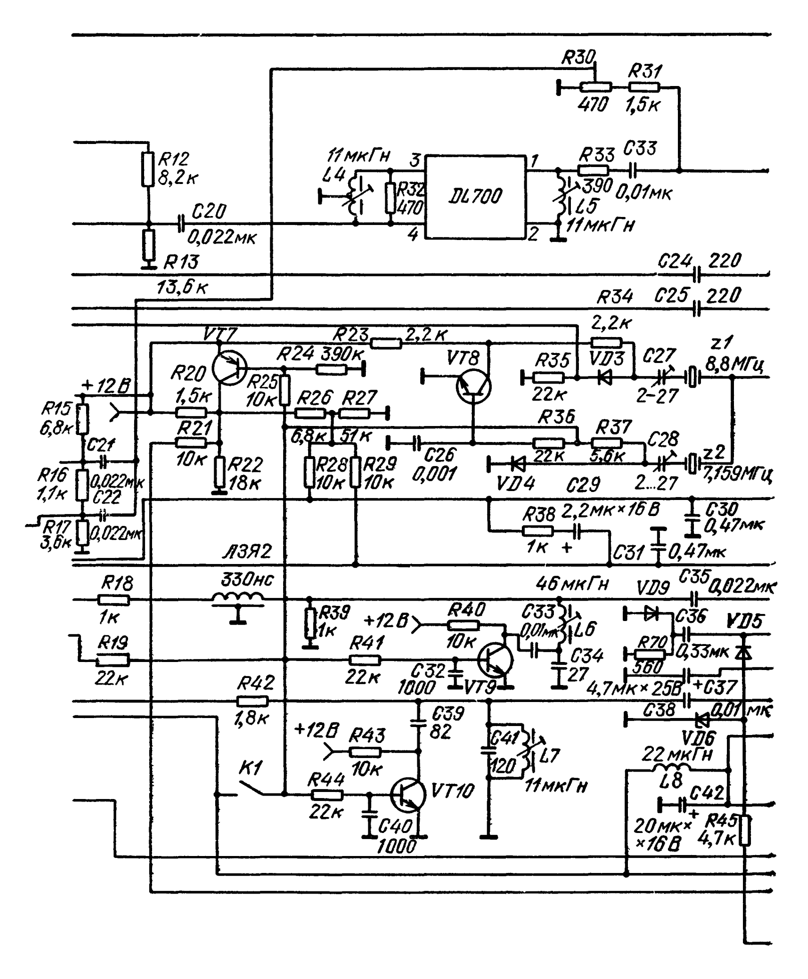
В гл. 4 рассмотрен комплект микросхем КР1021ХА3, КР1021ХА4, обеспечивающий демодуляцию сигнала ПАЛ и сигнала СЕКАМ с пре-



образованием его в псевдо-ПАЛ. На рис. 10.14 приведена электрическая схема конверторного декодера, обеспечивающего демодуляцию сигналов всех трех систем. Распознавание сигналов ПАЛ и СЕКАМ осуществляется автоматически, а для демодуляции сигнала НТСЦ 3,58 замыкается ключ *K1*. В качестве декодера ПАЛ могут использоваться микросхемы TDA3562A или КР1021ХА4. Функции конвертора СЕКАМ/ПАЛ могут выполнять микросхемы TDA3591 (КР1021ХА3) или TDA3590A. В зависимости от типа используемого конвертора меняется положение перемычки *S2*.

В микросхеме TDA3590A принят ряд мер, повышающих устойчивость цветовой синхронизации и распознавания стандартов ЦТ [10.5].

Напряжение на выводе *1* TDA3590A управляет внутренней блоки-



ровкой БЦС. При E_5>0,5 В БЦС СЕКАМ выключается. Если же БЦС уже перевел микросхему в режим СЕКАМ, то блокировка по выводу *5* перестает функционировать. Это усовершенствование позволяет повысить устойчивость распознавания сигналов ПАЛ и СЕКАМ. Когда принимается сигнал ПАЛ, напряжение на выводе *5* TDA3562A увеличивается до 2...4 В (в зависимости от положения регулятора насыщенности *R58*). Это напряжение через делитель *R60, R61* поступает на вывод *1* TDA3590A. В результате БЦС СЕКАМ поддерживается в состоянии Не СЕКАМ. Полный цветовой видеосигнал с вывода *16* проходит на вывод *8* и далее на микросхему TDA3562A, БЦС которой поддерживает состояние ПАЛ. Если вместо сигнала ПАЛ на декодер поступит сигнал черно-

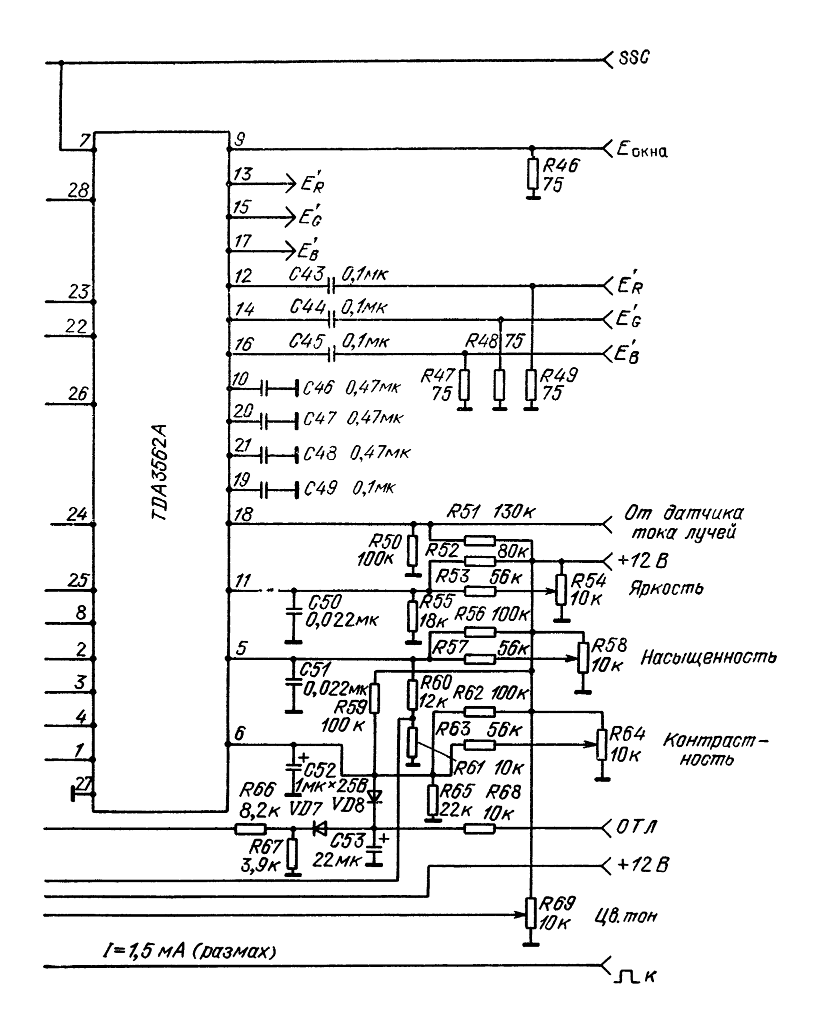


Рис. 10.14. Трехстандартный декодер СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ на микросхемах КР1021ХА3, КР1021ХА4 (TDA3590A, TDA3562A)

белого телевидения, БЦС микросхемы TDA3562A перейдет в режим Не ПАЛ. Напряжение на выводе *1* TDA3590A снизится до значений <0,5 В и деблокирует БЦС СЕКАМ, который будет поддерживать микросхему TDA3590A в режиме Не СЕКАМ.

Наконец, при подаче на вход декодера сигнала СЕКАМ БЦС СЕКАМ распознает его, и напряжение на выводе *6* TDA3590A, которое в черно-белом режиме превышает 10,5 В, начнет снижаться. Когда E_6 станет меньше 9,1 В, TDA3590A перейдет в режим СЕКАМ, т. е. включится модулятор и на выводе *8* выделится сигнал псевдо-ПАЛ. Чтобы предотвратить случайное срабатывание БЦС, в схему введены тразистор *VT1*

и диод *VD1*, которые затягивают процесс снижения напряжения E_6. В черно-белом режиме, когда E_6 увеличивается до значений >10,5 В, транзистор *VT1* быстро заряжает *C6*. При поступлении на микросхему сигнала СЕКАМ E_6 начинает уменьшаться. Конденсатор *C7* разряжается через внутреннее сопротивление микросхемы. Когда напряжение E_6 снизится на 0,3...0,5 В, откроется диод *VD1* (чтобы перепад напряжения был возможно меньшим, в качестве *VD1* используется германиевый диод или диод Шотки). В результате к выводу *6* микросхемы подключается конденсатор *C6* и начинается его разрядка. Так как емкость *C6* велика, процесс разрядки затягивается на доли секунды. Все это время TDA3590A поддерживается в режиме Не СЕКАМ, а TDA3562A — в режиме Не ПАЛ, что обеспечивает опознавание стандарта СЕКАМ и дальнейшее уменьшение E_6. После перехода TDA3590A в режим СЕКАМ напряжение E_6 устанавливается на уровне 6,3 В. Сигнал псевдо-ПАЛ поступает на TDA3562A, которая опознает его и переходит в режим ПАЛ. Напряжение на выводе *1* TDA3590A увеличивается, но это уже не оказывает влияния на БЦС СЕКАМ. Такой режим поддерживается до тех пор, пока принимается сигнал СЕКАМ.

В микросхеме TDA3591 (или КР1021ХА3) нет цепи блокировки БЦС по выводу *1*. Поэтому при использовании этих микросхем перемычка *S2* устанавливается в положение *а—б*. К выводу *1* подключается конденсатор *C51*.

Микросхема TDA3590A имеет более широкий линейный участок амплитудной характеристики по выводу *16*, чем TDA3591. Поэтому размах полного цветового видеосигнала на входе декодера может составлять до 2,7 В (в декодере на TDA3591 максимальный размах входного сигнала 2 В). В TDA3590A улучшена также линейность демодуляционной характеристики ЧД и расширен импульс, выделяющий участок опорного пакета поднесущей для БЦС от 0,8 до 1,5 мкс. На рис. 10.14 указаны напряжения постоянного тока на выводах TDA3591/3590A.

По большинству других параметров микросхемы TDA3590A и TDA3591 (КР1021ХА3) идентичны.

Перемычка *S1*, соединенная с выводом *5* микросхемы конвертора, позволяет менять способ цветовой синхронизации СЕКАМ и метод формирования площадок фиксации в сигнале цветности. В положении *а—б* включается строчная цветовая синхронизация, а фиксация осуществляется по площадкам в демодулированном сигнале. При снятой перемычке сохраняется режим строчной цветовой синхронизации, причем площадки фиксации образуются введением в демодулированный сигнал на интервалах гашения по строкам специального опорного напряжения. Наконец, в положении *б—в* микросхема переводится в режим кадровой цветовой синхронизации, а площадки фиксации создаются опорным напряжением.

Параметры микросхем TDA3562A и КР1021ХА4 достаточно близки.

Для повышения надежности распознавания сигнала псевдо-ПАЛ на вывод *2* TDA3562A подаются импульсы гашения полей. Амплитуда импульсов должна составлять около 2,5 В. Это требование выполняется благодаря применению ограничительной цепи, состоящей из стабилитрона *VD6* на соответствующее напряжение и резистора *R45*.

Напряжение с вывода *5* TDA3562A может быть использовано для управления включением режекторного фильтра.

В микросхеме TDA3562A предусмотрены входы для внешних сигналов основных цветов, например от системы Телетекст (выводы *12, 14, 16*). Электронный коммутатор, осуществляющий переключение микросхемы в режим работы от внешних сигналов, управляется постоянным

напряжением, подаваемым на вывод *9* (0 В — внутренние сигналы, 1 В— внешние сигналы).

Как уже говорилось, для перевода декодера в режим НТСЦ замыкается ключ *K1*. В результате открывается диод *VD2*, переводятся в насыщенный режим транзисторы *VT6*, *VT8—VT10*, а *VT3* и *VT4* закрываются. Задержанный сигнал на вывод *11* TDA3590A не поступает, а прямой сигнал через открывшийся *VT5* проходит на контакт *12* микросхемы конвертора. Диод *VD3* закрывается, а *VD4* — открывается. При этом к выводу *26* TDA3562A вместо кварцевого резонатора 8,8672374 МГц подключается резонатор на частоту 7,15909 МГц, что соответствует удвоенному значению частоты цветовой поднесущей НТСЦ. К режекторному фильтру *L6C34* и полосовому фильтру *L7C41* подключаются дополнительные конденсаторы *C33* и *C39*, что обеспечивает необходимую перестройку резонансных частот этих фильтров. Напряжение на коллекторе *VT7* снижается с 12 В до значения, задаваемого потенциометром *R69* (7,5...8,5 В). Это переводит TDA3562A в режим НТСЦ и позволяет регулировать цветовой тон изображения, так как коллектор *VT7* через *R26*, *R28* и *R29* соединен с выходом фазового детектора вспышки (выводы *24* и *25* TDA3562A).

Необходимым условием работы микросхемы TDA3562A является присутствие на выводе *18* напряжения от датчиков токов лучей кинескопа. Если датчики отключить, устройство автоматического баланса темновых токов с помощью специального триггера выключит сигналы *RGB*. Поэтому декодер настраивают совместно с выходными видеоусилителями и эквивалентом кинескопа.

Основные параметры декодера:

Номинальные размахи выходных сигналов основных цветов	4 В
Размах полного входного сигнала:	
для TDA3590A	1,7 В
для КР1021ХА3	0,7 В
Диапазон работы АРУ	≥30 дБ
Диапазон регулировки контрастности	5...15 дБ
Диапазон регулировки цветовой насыщенности	50 дБ
Полоса захвата ФАПЧ	≥ ±500 Гц
Фазовая погрешность ФАПЧ	≤5°
Допуски на соотношения цветоразностных сигналов на выводах *13*, *15*, *17*:	
E'_{B-Y}/E'_{R-Y}	1,78±10 %
E'_{G-Y}/E'_{R-Y}	—0,51±10 %
E'_{G-Y}/E'_{B-Y}	—0,19±25 %
Подавление перекрестных искажений между цветоразностными сигналами	≥40 дБ
Нестабильность уровня черного в выходных сигналах при изменении содержания изображения	≤100 мВ
Относительное изменение уровней черного в трех выходных сигналах при регулировке контрастности, яркости и нестабильности напряжения питания ±10 %	≤20 мВ
Номинальный размах стробирующих импульсов	7 В
Глубина регулировки цветового тона в режиме НТСЦ	±40°
Ток, потребляемый от источника 12 В	200 мА

10.14. Канал яркости на микросхемах К174УК1 (МСА660) и К174АФ5

Электрическая схема канала яркости телевизора ЗУСЦТ приведена на рис. 10.15. Сигнал яркости через режекторный фильтр *L2C3L3C4* и линию задержки яркости *ЛЗЯ* подводится к выводу *16* микросхемы К174УК1. Вход микросхемы — низкоомный и управляется током. Поэтому номинальный коэффициент передачи канала устанавливают последовательно включенным резистором *R32*. Чтобы режекторный фильтр функционировал, должен быть открыт каскад на транзисторе *VT1*. Режектор выключается, если закорачивается на корпус вход $E_{упр}$ ключом в канале цветности или размыкается ключ *К*, объединенный с регулятором цветовой насыщенности. Цветоразностные сигналы положительной полярности подводятся к выводам *8* и *9* микросхемы.

Все три сигнала проходят электронные регуляторы контрастности *РК*, управляемые напряжением на выводе *5*, а цветоразностные сигналы — еще и регуляторы насыщенности *РН*, управляемые по выводу *6* микросхемы. При выключении режектора одновременно по регуляторам насыщенности закрываются цветоразностные каналы.

Транзистор *VT2* — это компаратор ограничителя среднего тока луча кинескопа. Напряжение на его эмиттере задано делителем, нижнее плечо которого образовано открытым диодом *VD3*. Когда напряжение на базе *VT2*, пропорциональное среднему току лучей, превысит напряжение на эмиттере, транзистор открывается и шунтирует вход управления электронных регуляторов контрастности, что снижает до необходимого уровня размахи сигналов на катодах кинескопа.

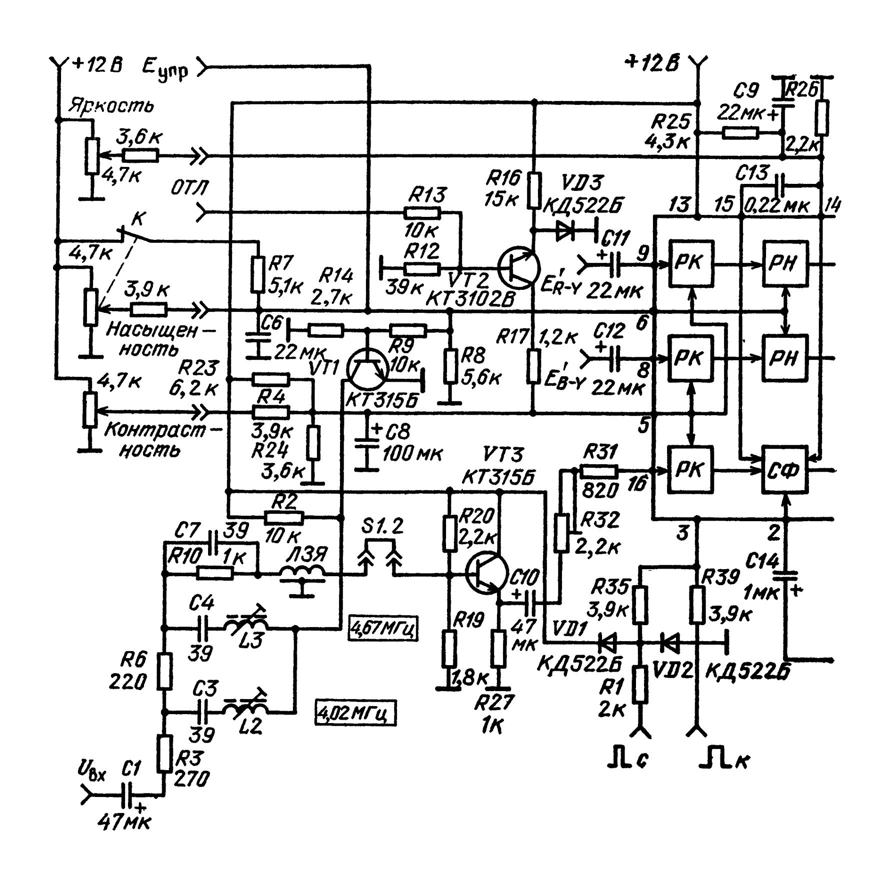
Фиксация уровня черного в сигнале яркости осуществляется стробирующими импульсами, подаваемыми на вывод *2* К174УК1. Эти импульсы выделяются из сигнала *SC* с помощью ограничителя по минимуму на диоде *VD4*. На вывод *3* микросхемы поступает смесь строчных и кадровых гасящих импульсов. Пассивная матрица на резисторах *R37—R40* формирует сигнал $-E'_{G-Y}$, который проходит через инвертор внутри микросхемы на вывод *12*. Три цветоразностных сигнала через разделительные конденсаторы *С18—С20* поступают на входы микросхемы К174АФ5 (матрица *RGB*). Эти входы используются и для подачи внешних сигналов *RGB*. Постоянные составляющие внешних сигналов должны быть около 10 В, чтобы закрыть выходы микросхемы К174УК1 и исключить появление помех от принимаемого телевизором сигнала.

На входах микросхемы К174АФ5 в звеньях *СФ* производится фиксация уровней черного цветоразностных сигналов или внешних сигналов *RGB*. Для этого используются стробирующие импульсы, подаваемые на вывод *8*.

Сигнал яркости с выхода К17АУК1 размахом около 3 В подводится к выводу *1* К174АФ5 через аттенюатор *R47, R49*, так как номинальный размах входного сигнала яркости для микросхемы К174АФ5 составляет 1 В.

Цепь *С17, R48* компенсирует спад АЧХ на верхних частотах полосы пропускания. После цепей матрицирования сигналы *RGB* проходят регуляторы, служащие для настройки баланса белого на ярких участках изображения. Регуляторы управляются внешними потенциометрами *R55, R60*. Коэффициент передачи в канале E_B не регулируется.

В канале используются выходные видеоусилители с активной нагрузкой, электрическая схема которых приведена на рис. 7.15.



Основные параметры канала вместе с видеоусилителями:

Номинальные размахи выходных сигналов *RGB* . . .	80 В
Размах полного входного сигнала	2 В
Номинальные размахи входных цветоразностных сигналов:	
E'_{R-Y}	0,52 В
E'_{B-Y}	0,66 В
Нелинейные искажения в сигнале яркости	≤12 %
Диапазон регулировки контрастности	12 дБ
Диапазон регулировки насыщенности	12 дБ
Пределы регулировки уровня черного в выходных сигналах	100...150 В
Номинальные размахи внешних сигналов *RGB* . . .	1 В
Ток, потребляемый от источника 12 В	120 мА

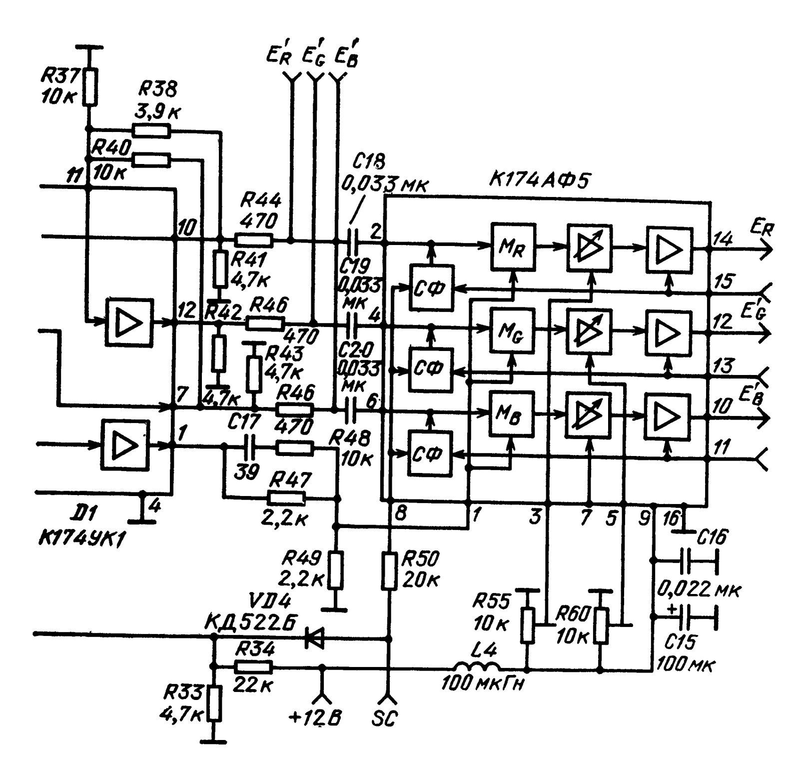
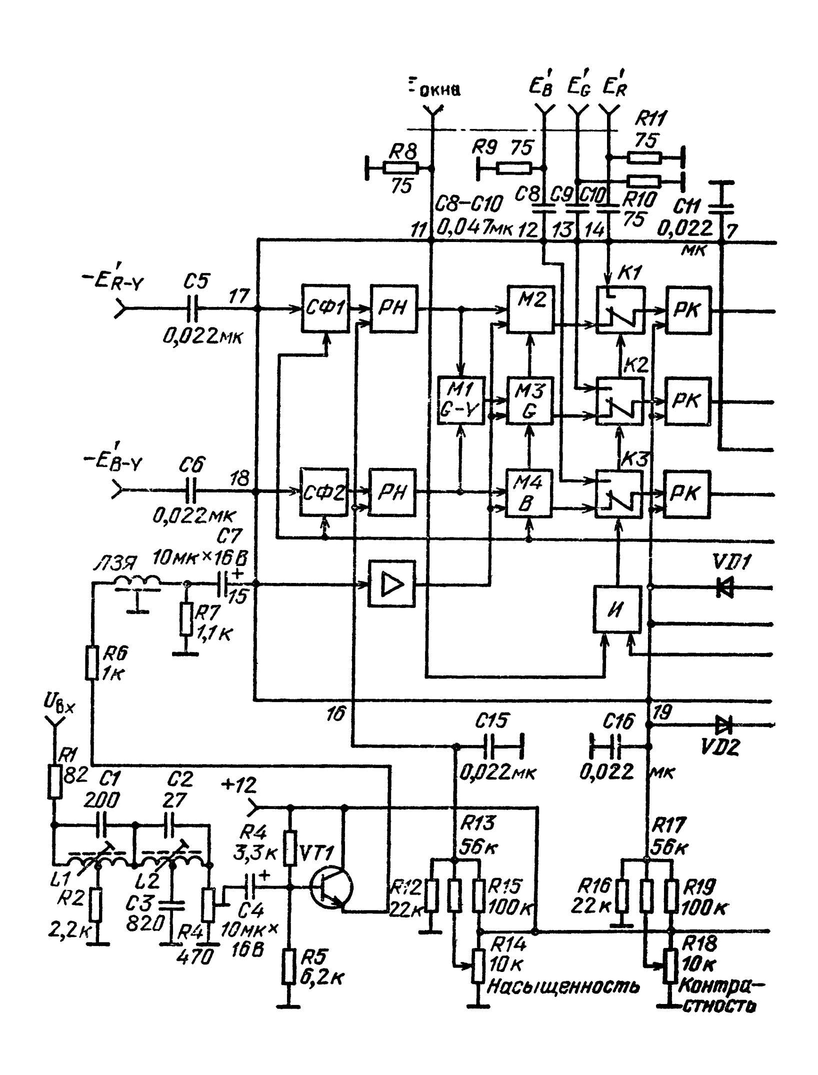


Рис. 10.15. Канал яркости на микросхемах К174УК1 и К174АФ5

10.15. Канал яркости на микросхеме К174ХА17

Микросхема К174ХА17 (TDA3501) обеспечивает всю необходимую обработку сигнала яркости и цветоразностных сигналов, оперативную регулировку контрастности, насыщенности и яркости, ограничивает пиковый ток лучей кинескопа. В ней предусмотрена возможность подключения внешних сигналов основных цветов при сохранении функций регуляторов контрастности и яркости. Микросхема рассчитана на использование совместно с микросхемой К174ХА16. В микросхеме предусмотрены выходы для подключения к видеоусилителям и входы для сигналов обратной связи.

На рис. 10.16 приведена электрическая схема канала яркости на микросхеме К17АХА17. Цветоразностные сигналы отрицательной полярности через разделительные конденсаторы *С5, С6* поступают на внутренние схемы фиксации *СФ1* и *СФ2*. Оперативные электронные регуляторы насыщенности *РН* управляются напряжением от потенциометра *R14*, подводимым к выводу *16*. При напряжении на этом контакте менее 1,8 В цветоразностные сигналы ослабляются более 40 дБ (выключается цветность). Внутренняя пассивная матрица *М1* формирует сигнал E'_{G-Y}. Сигналы основных цветов получаются с помощью трех матриц



М2—М4 в виде дифференциальных каскадов. Сигнал яркости проходит внешний фильтр, состоящий из режектора *L1C1* и фазового корректора *L2C3*. (Может быть использован и любой другой режекторный фильтр.) Потенциометр *R3* позволяет компенсировать разброс значения коэффициента передачи канала. После эмиттерного повторителя *VT1* и линии задержки сигнал поступает через вывод *15* на матрицы *М2—М4*, формирующие сигналы E'_R, E'_G, E'_B. Устройство фиксации уровня черного на входе *15* не предусмотрено. Ключи *К1—К3*, управляемые сигналом, подаваемым на контакт *11*, позволяют вместо принятых от телецентра сигналов вводить в каналы *RGB* внешние сигналы, которые подключаются к выводам *12—14*. Ключи имеют достаточное быстродействие для

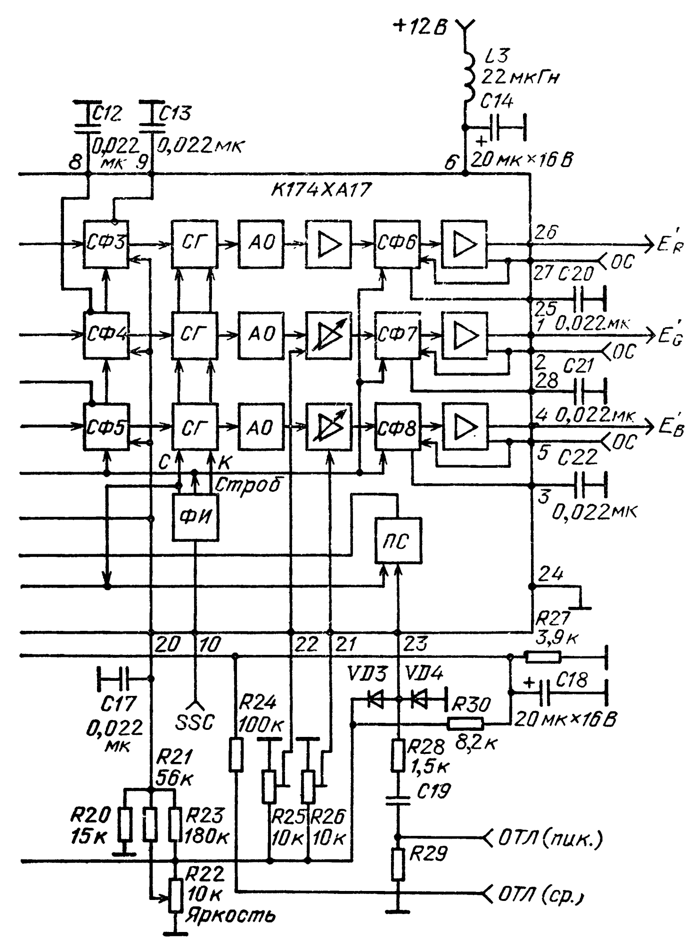


Рис. 10.16. Канал яркости на микросхеме К174ХА17 (TDA3501)

того, чтобы коммутировать сигналы только на части поля, например для введения титров

После ключей сигналы проходят электронные регуляторы контрастности *РК*, (управление по выводу *19* потенциометром *R18*) и цепи фиксации уровней черного *СФ3—СФ5* с регулировкой яркости (потенциометр *R22*). К цепям фиксации подключены внешние накопительные конденсаторы *С11—С13*. Фиксация осуществляется стробирующими импульсами, которые выделяются из сигнала *SSC* в формирователе импульсов *ФИ*. Кроме стробирующих импульсов на выходе *ФИ* формируются строчные и кадровые гасящие импульсы, поступающие на цепи гашения *СГ*. Строчные импульсы проходят, кроме того, через логическое звено *И* на ключи *К1—К3*, обеспечивая на время обратного хода по

строке соединение матриц со входами регуляторов контрастности. Благодаря этому исключаются скачки яркости при переходе от внутренних сигналов к внешним. Чтобы устранить возможность перегрузки выходных видеоусилителей, после цепей гашения *СГ* в каналах *RGB* предусмотрены ограничители амплитуды *АО*. Эти каскады ограничивают размахи сигналов, если они превышают номинальное значение на 25 %, как в сторону белого, так и в области «чернее черного». После ограничителей в каналах *G* и *B* установлены электронные регуляторы, необходимые для настройки баланса белого на ярких участках изображения. Они управляются потенциометрами *R25* и *R26*. Вывод *23* используется для подведения сигнала, управляющего ограничением пикового тока лучей кинескопа. Для этого в состав микросхемы введено пороговое устройство *ПС*, выход которого соединен со входом управления контрастностью (вывод *19*). Пороговое устройство срабатывает, когда мгновенное значение напряжения на выводе *23* становится меньше 6 В.

Диоды *VD3* и *VD4* служат для защиты микросхемы. Средний ток лучей кинескопа ограничивается с помощью диода *VD2*. Когда напряжение управления на средней точке делителя *R24, R27* станет меньше напряжения на выводе *19*, диод *VD2* открывается и уменьшает контрастность. В микросхеме имеется также внутренний диод *VD1* между выводами *19* и *20*. Он предотвращает превышение допустимого тока лучей из-за неправильной установки регулятора яркости. Если напряжение на выводе *20* станет на 0,5...0,7 В выше, чем на выводе *19*, *VD1* открывается, снижая яркость.

За электронными регуляторами баланса белого в микросхеме следуют цепи фиксации *СФ6—СФ8* и предоконечные дифференциальные усилители. На вторые входы этих усилителей (выводы *27*, *2* и *5*) поступают сигналы отрицательной обратной связи от выходных видеоусилителей. К выводам *25*, *28* и *3* подключены накопительные конденсаторы цепей фиксации. Управляются эти цепи стробирующими импульсами с выхода *ФИ*. Оконечные видеоусилители могут быть выполнены по схеме на рис. 7.15.

Основные параметры канала яркости:

Номинальный размах полного входного сигнала . .	2 В
Номинальные размахи входных цветоразностных сигналов:	
$-E'_{R-Y}$	1,05 В
$-E'_{B-Y}$	1,33 В
Номинальные размахи внешних сигналов основных цветов	1 В
Сигнал, управляющий ключами *К1—К3*:	
внутренние сигналы U_{11}	−0,5...+0,3 В
внешние сигналы U_{11}	0,9...1,5 В
Диапазон регулировки контрастности	−17...+3 дБ
Диапазон регулировки насыщенности	−20...+6 дБ
Диапазон изменения уровня черного в сигнале при регулировке яркости (в % к размаху сигнала) . .	±50 %
Диапазон регулировки размахов сигналов потенциометрами *R25*, *R26* по отношению к номинальному значению	от 60 до 140 %
Порог срабатывания устройства ограничения пикового тока лучей кинескопа	U_{22}=6 В
Номинальный размах стробирующих импульсов . .	7,5 В
Ток, потребляемый от источника +12 В	100 мА

10.16. Канал яркости на микросхеме TDA3505

Микросхема TDA3505 является модернизацией микросхемы TDA3501. Входная часть ее в основном повторяет TDA3501. Введена лишь цепь фиксации *СФЗ* в канал яркости (рис. 10.17).

Как и в TDA3501, предусмотрена возможность подключения внешних сигналов *RGB*. Для этого служат ключи *К1—К3*. В вводимом сигнале осуществляется фиксация уровней черного. По цепям управления регуляторов контрастности *РК* ограничивается ток лучей кинескопа. Ограничение по среднему току производится с помощью транзистора *VT1*, на базу которого поступает управляющее напряжение, пропорциональное току лучей от блока высоковольтного выпрямителя. Когда транзистор открывается, закорачивается на корпус вывод *19* микросхемы, что уменьшает контрастность изображения. Если такой регулировки оказывается недостаточно, открывается диод, соединяющий выводы *19, 20,* и снижается яркость изображения.

Для ограничения пикового тока лучей между корпусом и выводом аквадага кинескопа включают резистор сопротивлением около 100 Ом (см. рис. 5.31). Напряжение с этого резистора через вывод *25* микросхемы подают на пороговое устройство *ПС*. При его срабатывании между корпусом и выводом *19* микросхемы включается генератор тока, уменьшающий контрастность. В случае, когда ограничение пикового тока не требуется, вывод *25* шунтируют на корпус блокировочным конденсатором 1...5 мкФ.

Основная особенность TDA3505 — наличие цепей автобаланса темновых токов.

С помощью сумматоров *С1—С3* в сигналы *RGB* вводят измерительные импульсы, которые вырабатываются формирователем импульсов *ФИ2*. В его состав входит счетчик строк. При прохождении 21-й строки после начала импульса гашения полей во все три канала вводится импульс для измерения токов утечки.

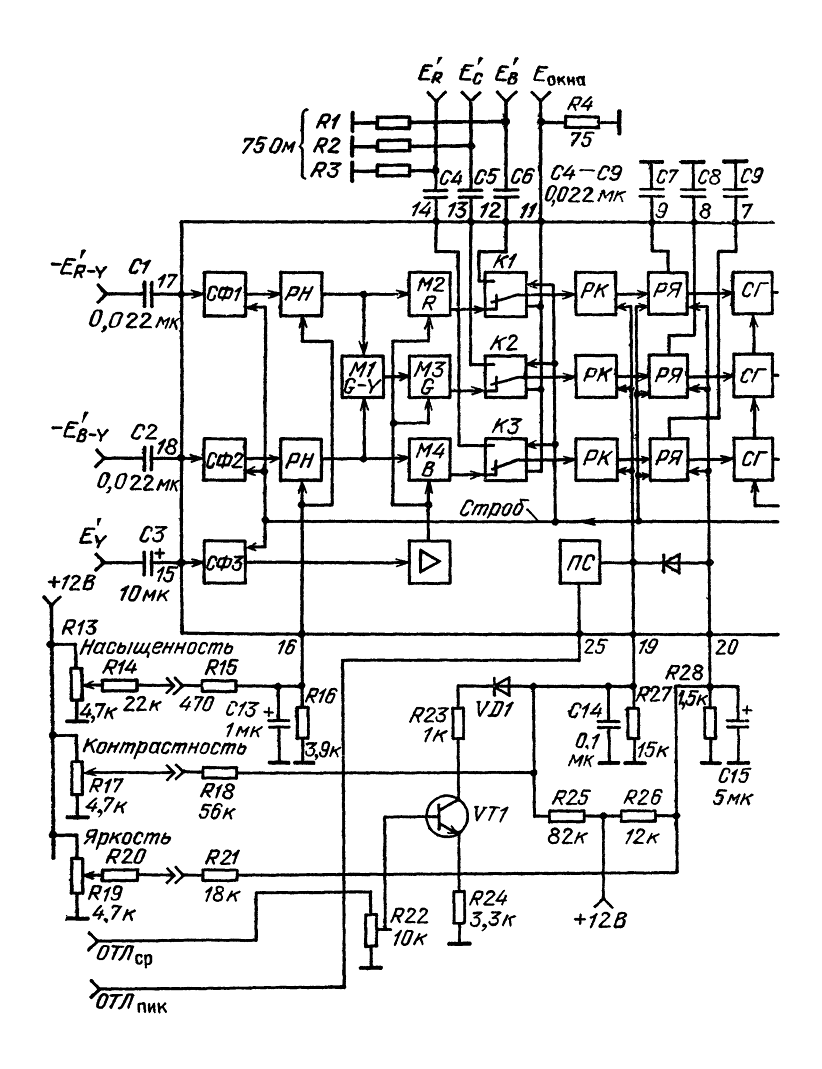
Основные измерительные импульсы вводятся в каналы *RGB* соответственно при прохождении 22-, 23- и 24-й строк. Темновые токи считываются измерительными транзисторами, входящими в состав выходных видеоусилителей, и протекают через общий измерительный резистор *R12*. Напряжение с этого резистора поступает на вывод *26* микросхемы. Оно проходит через внутреннюю защитную цепь из двух диодов на компаратор *КП1*, где происходит компенсация токов утечек Емкость накопительного конденсатора тока утечки *С16* выбрана так, что при включении телевизора зарядка *С16* растягивается на все время разогрева катодов кинескопа. Поэтому в TDA3505 не требуется защитной триггерной схемы, как в TD3562A (или в КР1021ХА4).

Ключ *К* замыкается строчными гасящими импульсами, что вызывает разрядку конденсатора *С17*. Это устраняет взаимные помехи между основными измерительными импульсами, которые присутствуют в строках *22—24*. С помощью компараторов *КП2—КП4* импульсы с вывода *26* сравниваются с импульсами от *ФИ2*.

Полученные постоянные напряжения запоминаются накопительными конденсаторами *С10—С12* и с помощью сумматоров *С4—С6* подстраивают уровни черного в сигналах.

Заземленные выводы накопительных конденсаторов *С16* и *С10—С12* должны быть расположены возможно ближе к общему выводу (*24*) микросхемы.

На рис. 10.17 не показаны внешние цепи канала яркости (режекторный фильтр и ЛЗЯ). Они могут быть выполнены, как показано на рис. 10.16.



Микросхема TDA3505 позволяет использовать вместо автобаланса ручную подстройку уровней черного. Для этого достаточно присоединить выводы *28*, *2*, *4* к движкам потенциометров (4,7...10 кОм), включенных между корпусом и источником +12 В. Выходные видеоусилители могут быть выполнены по схеме на рис. 7.17. При этом в качестве *R1* используется постоянный резистор сопротивлением 180 Ом.

Канал имеет следующие основные параметры:

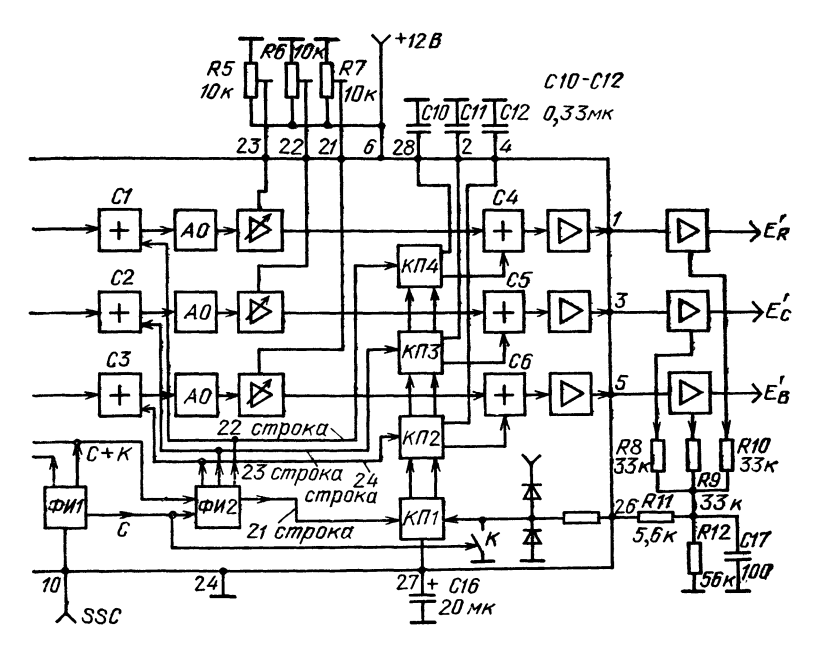


Рис. 10.17. Канал яркости на микросхеме TDA3505 (К174ХА34)

Номинальный размах полного видеосигнала на выводе *15*	0,45 В
Номинальные размахи входных цветоразностных сигналов, В:	
$-E'_{R-Y}$	1,05 В
$-E'_{B-Y}$	1,33 В
Номинальные размахи внешних сигналов основных цветов, В	1 В
Сигнал, управляющий ключами *К1—К3*, В:	
внутренние сигналы U_{11}	<0,4 В
внешние сигналы U_{11}	0,9...3 В
Диапазон регулировки контрастности при U_{19}=2...4,3 В	−18...+3 дБ
Диапазон регулировки насыщенности при U_{16}=2,1...4,3 В	−20...+6 дБ
Диапазон изменения уровня черного в сигнале по отношению к размаху сигнала при U_{20}=1...3 . . .	±50 %
Порог срабатывания устройства ограничения пикового тока лучей кинескопа	U_{25}=5,5 В
Рабочий диапазон изменения уровней черного на выводах *1, 3, 5*	ΔU=4,6 В

Рабочий диапазон изменения управляющего напряжения автобаланса . . . . U_{26}=0...6,5 В
Номинальный размах стробирующих импульсов, U_{10} =7,5 В
Ток, потребляемый от источника +12 В . . . . 85 мА

10.17. Канал яркости на микросхеме TDA4580

Электрическая схема канала приведена на рис. 10.18, *а*. Микросхема TDA4580 рассчитана на работу совместно с многостандартным процессором цветности TDA4555. Микросхема TDA4580 содержит ряд усовершенствований, расширяющих ее функциональные возможности и улучшающих качество цветного изображения в многостандартном декодере. К таким усовершенствованиям относятся:

возможность подключения двух групп внешних сигналов *RGB*, одна из которых проходит все оперативные регуляторы в микросхеме;

выравнивание уровней черного в основных и вводимых сигналах;

использование переключаемой матрицы *RGB*, учитывающей разные основные цвета в системах ПАЛ/СЕКАМ, с одной стороны, и НТСЦ — с другой;

переключение интервалов гашения полей в соответствии с особенностями систем ЦТ;

подстройка уровня ограничения пиковых токов лучей кинескопа;

расширение полос пропускания по сигналам *Y*, *R—Y*, *B—Y* и первой группе сигналов *RGB* до 8 МГц, а по второй группе сигналов *RGB* — до 10 МГц.

Сигналы E'_Y, E'_{R-Y}, E'_{B-Y} от канала цветности, а также первая группа внешних сигналов *RGB* (выводы *12—14*) проходят цепи фиксации уровней черного (*СФ1—СФ6*). При этом в качестве опорного уровня используется напряжение от внутреннего эталонного источника E_1. Далее сигналы E'_Y, E'_{R-Y}, E'_{B-Y} поступают на первые входы электронного коммутатора *К1*, управляемого по выводу *11* напряжением $E_{у1}$. Внешние сигналы *RGB* проходят матрицу *М1*, где они преобразуются в сигналы E'_Y и E'_{R-Y}, E'_{B-Y} которые поступают на вторые входы *К1*. При таком методе подведения внешних сигналов они проходят через все оперативные регуляторы. С выхода *К1* сигналы поступают на коммутатор гашения *К2*, управляемый смесью U_1 гасящих импульсов полей и строк (рис. 10.19, *а*). На время гашения выходные цепи *К2* подключаются к источнику опорного напряжения E_1. В микросхеме TDA4580 применена новая функциональная схема регуляторов контрастности и насыщенности. В цветоразностных каналах для этого обычно используют по два последовательно включенных электронных регулятора. Данная схема содержит по одному электронному регулятору (*РК*, *РН*) в каждом цветоразностном канале. Сигналы управления на них от регулировочных потенциометров насыщенности *R14* и контрастности *R15* поступают через аналоговый перемножитель *П*. В результате общее число электронных регуляторов сокращается с пяти до трех. После регуляторов цветоразностные сигналы проходят матрицу *М2*. В ней формируется сигнал E'_{G-Y}. Матрица управляется напряжением $E_{у2}$ через пороговую цепь *ПС*. Если $E_{у2}>6$ В, элементы *М2* переключаются так, что обеспечивают оптимальную цветопередачу для сигнала НТСЦ. Как уже говорилось, при этом

$$\left(E'_{R-Y}\right)^* = 1,57E'_{R-Y} - 0,41E'_{B-Y},$$

$$\left(E'_{B-Y}\right)^* = -0{,}13E'_{R-Y} - 0{,}11E'_{B-Y}.$$

Пороговая цепь *ПС* управляет также длительностью импульса гашения полей в сигнале U_1, вырабатываемом формирователем импульсов *ФИ*. В режиме НТСЦ длительность этого импульса составляет 18 строк (3,5 $B < E_{у2} \leqslant 12$ В). Кроме того, TDA4580 может формировать гасящие кадровые импульсы полей длительностью 22 строки (1,5 В $< E_{у2} < 2{,}5$ В) и 25 строк ($E_{у2} < 10$ В).

В большинстве практических применений достаточно обеспечить два номинала длительности гасящих импульсов полей: 22 строки (ПАЛ, СЕКАМ, черно-белые программы) и 18 строк (НТСЦ 3,58/4,43 МГц). Если канал цветности выполнен на микросхеме TDA4555, то для достижения таких режимов работы между выводами *25*, *26* TDA4555 и выводом *8* TDA4580 включает согласующую цепь (рис. 10.19, *б*).

После регулятора контрастности *РК* в цепь сигнала E'_Y включен электронный регулятор яркости *РЯ*, управляемый от внешнего потенциометра *R17*. Регулятор яркости выключается импульсами гашения U_2. Поэтому при прохождении этих импульсов уровень черного в сигналах не регулируется.

Импульсы U_2 присутствуют на обратном ходу по полям. Их длительность составляет 13 строк (с 4 по 16 строку) и не регулируется (рис. 10.19, *б*).

В матрице *М3* из сигнала яркости и цветоразностных сигналов формируются сигналы *RGB*.

Электронный коммутатор *К3* обеспечивает введение в каналы *RGB* второй группы внешних сигналов, подключенных к выводам *21—23* микросхемы. Обычно на эти входы подают сигналы телетекста. Управляется *К3* напряжением $E_{у3}$ на выводе *28*. Если $E_{у3}=0$, обрабатываются внутренние сигналы. При $E_{у3}=1$ В на выходы *RGB* проходят сигналы с выводов *21—23*. Ключ *К3*, как и *К1*, имеет достаточно высокое быстродействие, позволяющее вводить внешние сигналы на части экрана. Сигналы подводятся через конденсаторы, выполняющие функции накопительных конденсаторов в цепях фиксации уровней черного. Фиксация осуществляется дополнительной группой ключей, входящих в *К3*, и управляемых через схему *И* стробирующими импульсами и сигналом U_2 гашения полей. Фиксация производится к уровню, задаваемому регулятором яркости *РЯ*. Поэтому этот регулятор влияет не только на внутренние сигналы, но и на сигналы, подводимые к выводам *21—23*.

В TDA4580 применено усовершенствованное устройство автобаланса темновых токов лучей. Как и в К1021ХА4, в сигналы *RGB* вводятся измерительные импульсы.

Формирователь импульсов *ФИ*, содержащий счетчик строк, вырабатывает в строках *8—11* четыре управляющих импульса $U_{ут}$ для измерения тока утечки (рис. 10.19, *в*) и три управляющих импульса для измерения темновых токов (в строке 14—U_r, в 15—U_g и в 16—U_b).

На рис. 10.19, *г* показано положение импульса U_r.

Увеличение числа измерительных импульсов тока утечки с одного до четырех повысило точность работы устройства автобаланса. Рассмотрим подробнее метод формирования измерительных импульсов темновых токов. Через нормально замкнутые ключи *К4—К6* и ключ *К8*, замыкаемый импульсами U_1, в сигналы *RGB* вводятся через сумматоры *С1—С3* уровни эталонных источников E_2 или E_3. В интервалах между импульсами сигнала U_2 (строки *4—16*) в сигналы вводится эталонный уровень E_3. При этом создается сдвиг в сторону «чернее черного» на 35 % от размаха сигнала яркости. В паузах импуль-

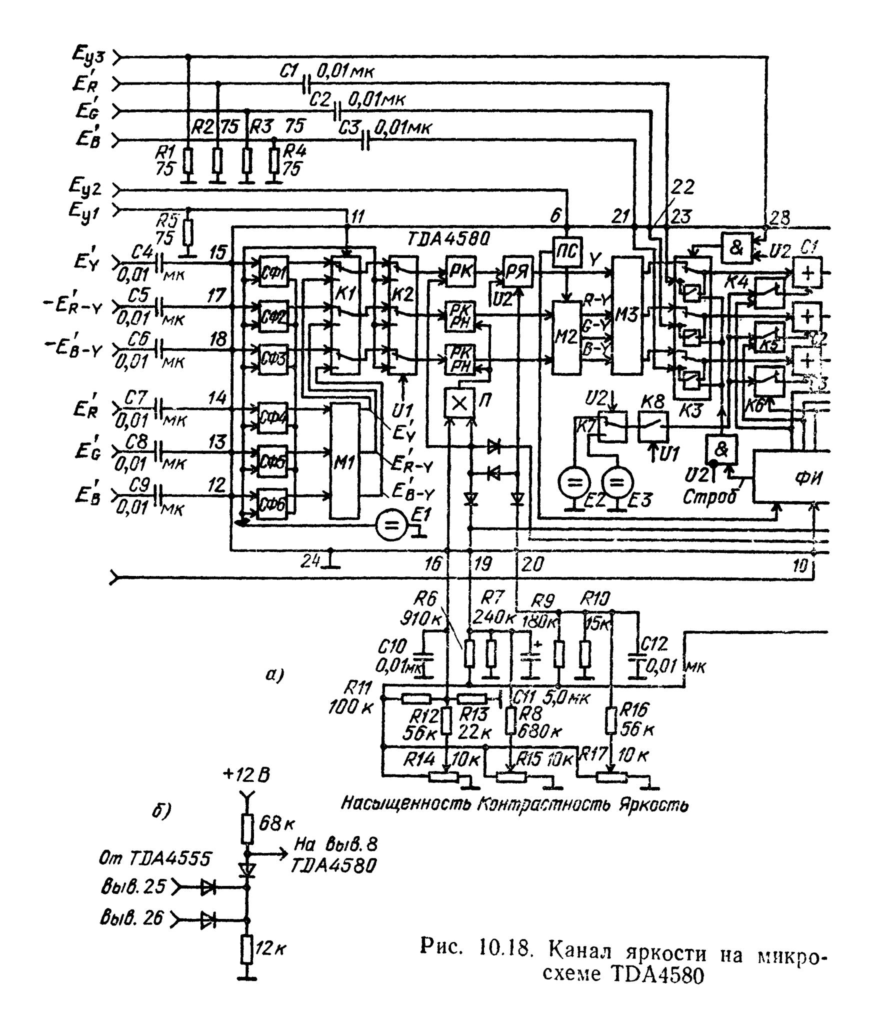
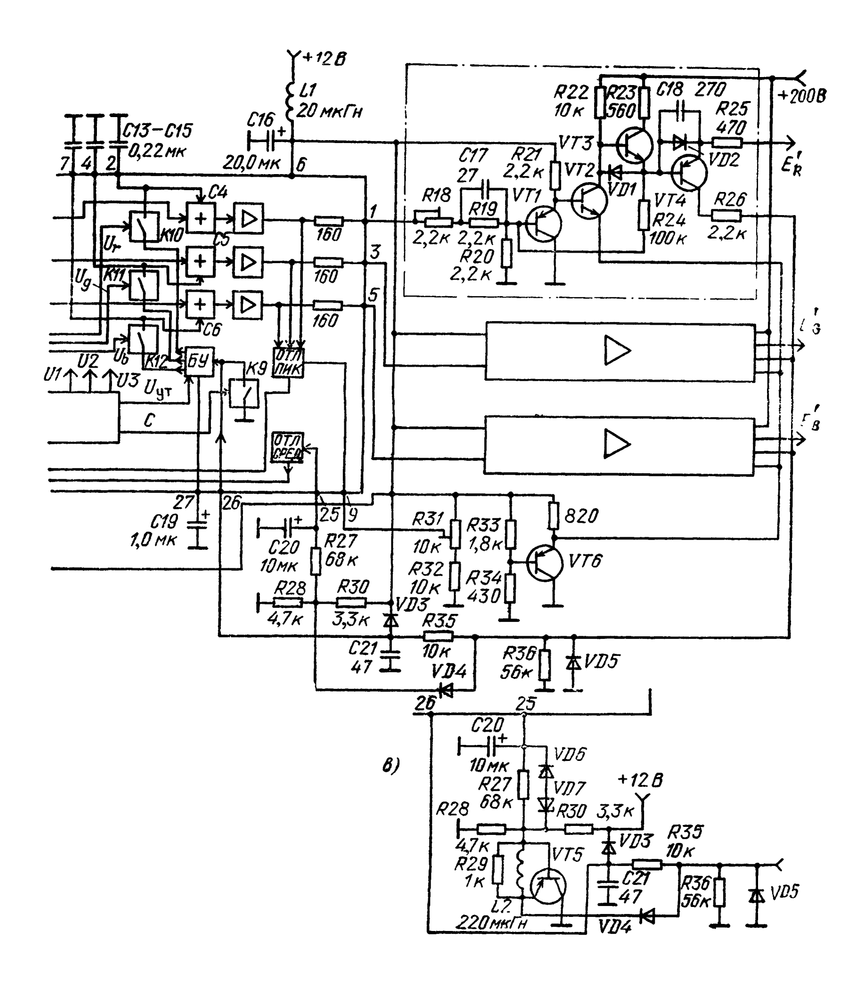


Рис. 10.18. Канал яркости на микросхеме TDA4580

сов U_2 используется эталонный уровень E_2, сдвигающий сигнал в сторону «чернее черного» на 55 % от размаха сигнала. При прохождении импульсов управления U_r. U_g, U_b поочередно размыкаются ключи $K4$ — $K6$, напряжения на выходах сумматоров увеличиваются до E_1, и в каналах формируются измерительные импульсы темновых токов. На рис. 10.19, *д* показана форма сигнала в канале E'_R с введенным измерительным импульсом. Его вершина соответствует уровню черного в сигналах на выходе $K3$, а основание лежит на уровне 35 % «чернее черного», определяемым эталонным источником E_3. Регулятор яркости функционирует в интервалах между импульсами U_2, когда ключ $K8$ разомкнут. (Это показано в правой части рис. 10.19, *д*.) Участки сигналов, где передаются измерительные импульсы, не регулируются, и вершины измери-



тельных импульсов поддерживаются на уровне эталонного напряжения E_1.

Сигналы *RGB* с введенными измерительными импульсами проходят вторые сумматоры *С4—С6* и выходные видеоусилители. Токи лучей кинескопа считываются измерительными транзисторами (*VT4*—в канале E'_R). Напряжение $U_{из}$ с измерительного резистора *R36* через вывод *26* проходит в микросхему. Диоды *VD3* и *VD5* защищают микросхему от перенапряжения. Блок управления *БУ* содержит ключ, управляемый импульсами $U_{ут}$. Через этот ключ происходит зарядка накопительного конденсатора тока утечки *С19* до напряжения $U_{ут}=R_{из}I_{ут}$, которое поступает на первые неинвертирующие входы трех дифференциальных усилителей, входящих в состав *БУ*. На вторые, инвертирующие входы этих усилителей, подается разность измеряемого напряжения $U_{из}$ и опорно-

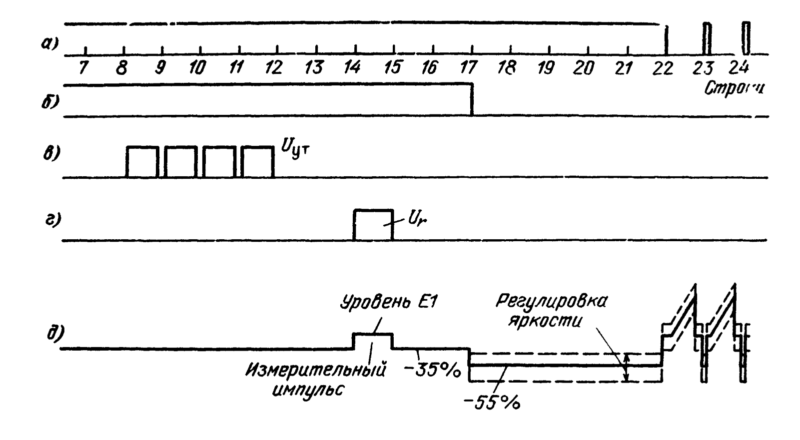


Рис. 10.19. Эпюры сигналов в микросхеме TDA4580:

а — импульсы гашения U_1 с отметками номеров строк; *б* — импульсы U_2; *в* — управляющие импульсы для измерения токов утечки; *г* — управляющий импульс U_r для измерения темнового тока в канале E'_R; *д* — сигнал на выходе сумматора *C1*

го напряжения $U_{оп}$ от внутреннего эталонного источника $U_{оп}$=0,5 В. Сигналы с выходов дифференциальных усилителей через ключи *K10*—*K12*, управляемые импульсами U_r, U_g, U_b, подводятся к сумматорам *C4*—*C6*. Как и в микросхемах К1021ХА4 или TDA3505, в установившемся режиме поддерживается условие:

$$U_{из} = I_л R_н = U_{оп} + U_{ут}.$$

В результате при прохождении измерительных импульсов токи лучей составляют

$$I_л = U_{оп}/R_{из}.$$

Ключ *K9*, управляемый строчными гасящими импульсами, разряжает цепь автобаланса перед каждым измерительным импульсом, что предотвращает их взаимное влияние. Микросхема TDA4580, как и TDA3562A, не содержит электронных регуляторов, обеспечивающих баланс в белом. Поэтому в выходные видеоусилители введены подстроечные резисторы (*R18* в канале E'_R).

В состав TDA4580 входят схемы ограничения среднего и пиковых токов лучей кинескопа. Для ограничения среднего тока луча на вывод *25* микросхемы подают управляющее напряжение, пропорциональное среднему току. Когда это напряжение превысит опорный уровень 8,5 В, срабатывает схема ограничения, шунтирующая через внутренний диод вход управления регулятором контрастности (вывод *19* микросхемы). Управляющее напряжение для схемы ограничения можно получить не только от высоковольтного выпрямителя, но и от схемы измерения темновых токов, как это показано на рис. 10.18, *а*. Для этого измерительный резистор *R36* соединен через диод *VD4* и *ФНЧ R27C20* с выводом *25* микросхемы. Фильтр низкой частоты обеспечивает усреднение перепадов тока. При измерении темновых токов *VD4* заперт и схема ограничения тока не искажает работу системы автобаланса темновых токов.

На рис. 10.18, *в* приведена цепь ограничения среднего тока с улучшенными динамическими характеристиками. Если значение среднего тока скачкообразно возрастает, цепь на рис. 10.18, *а* срабатывает с запаздыванием из-за значительной постоянной времени *ФНЧ R27C20*. В схеме на рис. 10.18, *в* резистор *R27* зашунтирован цепью, содержащей стабилитрон *VD7* на напряжение 5,6 В (КС156А). Если напряжение на *R27* скачкообразно возрастет, *VD7* откроется и произойдет быстрая зарядка *С20*, приводящая к срабатыванию цепи *ОТЛ*. Чтобы цепь не срабатывала от пиковых значений токов, между *VD4* и *R27* включен дроссель *L2*, зашунтированный резистором *R29*. Скачки пиковых токов, вызванные перезарядом конденсаторов, создают падение напряжения на дросселе. При этом открывается транзистор *VT5*, замыкающий импульсы напряжения на корпус.

Для ограничения пиковых токов лучей внутри микросхемы выходные сигналы *RGB* сравниваются в специальном компараторе с напряжением, задаваемым потенциометром *R31*. Когда пики в сигналах превышают это напряжение, компаратор срабатывает и воздействует на регулятор контрастности, уменьшая размахи выходных сигналов. Если этого недостаточно, открывается внутренний диод между выводами *19, 20* микросхемы, и происходит уменьшение яркости.

Основные параметры канала:

Номинальный размах сигнала яркости на выводе *15*	0,45 В
Номинальные размахи входных цветоразностных сигналов:	
$-E'_{R-Y}$	1,05 В
$-E'_{B-Y}$	1,33 В
Номинальные размахи внешних сигналов основных цветов:	
по выводам *12—14*	0,7 В
по выводам *21—23*	1,0 В
Напряжение U_{11}, управляющее ключами *K1*:	
входы *15, 17, 18*	$U_{11}<0,4$ В
входы *12—14*	$U_{11}>3,0$ В
Напряжение U_8, управляющее матрицей *М2* и формирователем импульсов:	
матрица ПАЛ при длительности гасящих импульсов полей:	
25 строк	$U_8<0,5$ В
22 строки	$1,5<U_8<2,5$ В
18 строк	$3,5<U_8<4,5$ В
матрица НТСЦ при длительности гасящих импульсов полей 18 строк	5,5 В$<U_8<$12 В
Диапазон регулировки контрастности	22 дБ
Максимальная контрастность при	$U_{19}=4$ В
Контрастность уменьшается при $U_{19}=3$ В	на 6 дБ
Максимальная насыщенность	при $U_{16}=1$ В
Насыщенность уменьшается при $U_{16}=3$ В	на 6 дБ
Насыщенность уменьшается при $U_{16}=1,8$ В . . .	на 50 дБ
Номинальная яркость при	$U_{20}=2,2$ В
Рабочий диапазон напряжения U_{20}, регулирующего яркость	1...3 В
Изменение уровня черного по отношению к размаху выходного сигнала при изменении U_{20} на 1 В . . .	33 %

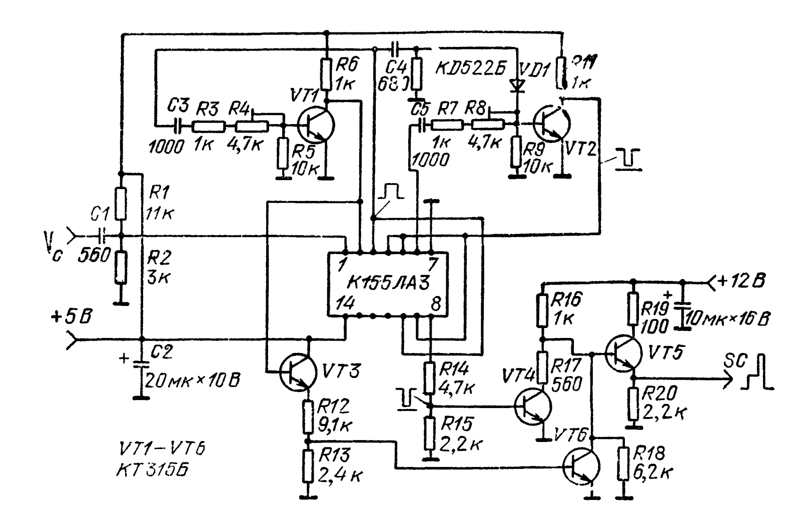


Рис. 10.20. Схема генератора стробирующих импульсов

Номинальные размахи выходных сигналов *RGB* .	100 В
Порог срабатывания цепи ограничения среднего тока лучей	U_{25}=8,5 В
Номинальный размах стробирующих импульсов . .	U_{10}=7,4 В
Ток потребления по источнику +12 В	⩽120 мА

10.18. Генераторы стробирующих импульсов

Если требуется включить декодер на современных микросхемах в телевизор старых выпусков, например УПИМЦТ-61, в состав телевизора приходится вводить генератор, формирующий стробирующие импульсы *SC*.

На рис. 10.20 приведена одна из возможных схем такого генератора. Основой его являются два одновибратора, выполненные на ячейках И—НЕ микросхемы К155ЛА3 и транзисторах *VT1*, *VT2*. Положительные импульсы от первого одновибратора длительностью 10 мкс (длительность импульсов регулируется резистором *R4*) и отрицательные импульсы от второго одновибратора (с коллектора *VT2*) длительностью 5,5 мкс формируют на выходе *8* микросхемы отрицательные импульсы, совпадающие по времени с защитными пакетами поднесущей СЕКАМ. Транзистор *VT4* инвертирует отрицательные импульсы, а *VT6* формирует пьедестал, используемый для гашения сигналов по строкам. При необходимости к полученному на выходе эмиттерного повторителя импульсу *SC* могут быть добавлены кадровые гасящие импульсы с помощью схемы на рис. 5.26.

Схема более совершенного генератора приведена на рис. 10.21. Ее основу составляет микросхема КР1021ХА2 (TDA2578A). Микросхема вырабатывает сигнал *SSC*, содержащий стробирующие импульсы, а также импульсы гашения строк и полей. В телевизорах (например, в 4УСЦТ51) микросхема КР1021ХА2 служит не только формирователем

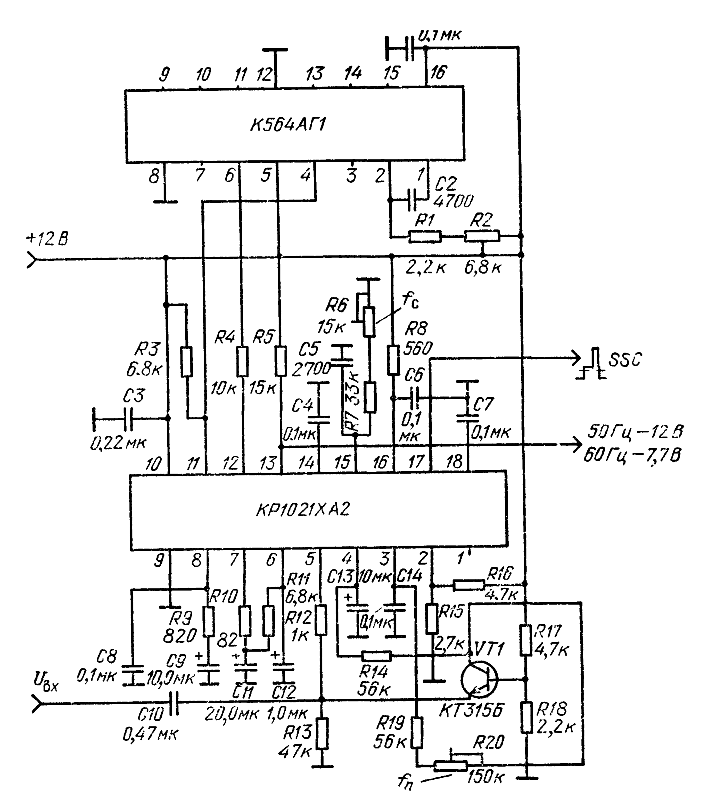


Рис. 10.21. Генератор стробирующих импульсов на микросхеме КР1021ХА2

стробирующих импульсов, но также задающим генератором для строчной и кадровой разверток. Чтобы микросхема работала в автономном режиме, необходимо подавать на вывод *12* прямоугольные импульсы, длительность которых равна интервалу гашения строк (12 мкс). Для этого используется одновибратор на микросхеме К564АГ1 с времязадающей цепью *R1, R2, C2.* Транзистор *VT1* образует цепь фиксации уровня черного для видеосигнала, который поступает на вывод *5* микросхемы КР1021ХА2.

Настраивается генератор следующим образом. Отключают видеосигнал. Присоединив вход осциллографа к выводу *13* КР1021ХА2, вращением движков резисторов *R6* и *R20* устанавливают период повторения строчных импульсов 64 мкс, а кадровых — 20 мс. Подключают видеосигнал и убеждаются, что произошел захват в системе ФАПЧ, в состав которой входит генератор строчных импульсов. Вращая движок *R2*, устанавливают длительность импульсов гашения строк 12 мкс.

Микросхема КР1021ХА2 содержит измеритель частоты полей. Когда принимается сигнал НТСЦ ($f_п$=60 Гц), напряжение на выводе *13* уменьшается с 12 до 7,7 В. Поэтому рассмотренный генератор может быть использован в многостандартном декодере в качестве формирователя стробимпульсов и распознавателя стандарта ЦТ.

ПРИЛОЖЕНИЯ

1. Микросхемы канала цветности СЕКАМ

Тип	Функциональный состав	Технология	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
К174ХА1	ЭК, АО, ЧД (один канал)	П	16	СССР
К174ХА16	АРУ, АО, ЭК, 2×ЧД, БЦС	П	28	СССР
TDA3520	АРУ, АО, ЭК, 2×ЧД, БЦС	П	28	«Филипс» (Голландия)
К224ХК3	АО, ЭК, 2×ЧД, БЦС	Г	36	СССР
TDA3530	АРУ, АО, ЭК, 2×ЧД, БЦС	П	28	«Филипс» (Голландия)
TDA4530	АРУ, АО, ЭК, 2×ЧД, БЦС	П	28	«Филипс» (Голландия)
TEA5630	АО, ЭК, 2×ЧД, БЦС	П	24	«Томсон» (Франция)
TDA8490	АО, ЧД, БЦС	П	18	«Филипс» (Голландия)

Примечание. П — полупроводниковая; Г — гибридная.

2. Микросхемы канала цветности ПАЛ

Тип	Функциональный состав	Технология	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
TBA520	2×СД, ЭК, матрица G—Y	П	16	«Филипс» (Голландия)
TBA540	Генератор поднесущей (4,43 МГц)	П	16	«Филипс» (Голландия)
MBA540	То же	П	16	«Тесла» (Чехословакия)
TBA560	Оперативные регуляторы, АРУ, выделение вспышки, гашение	П	16	«Филипс» (Голландия)

Тип	Функциональный состав	Технология	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
TDA2510	АРУ, выделение вспышки, регулятор насыщенности, выключатель цветности	П	16	«Филипс» (Голландия)
TDA2525	Генератор поднесущей (8,8 МГц), БЦС, ЭК, 2×СД, матрица G—Y, селектор SC	П	16	«Филипс» (Голландия)
TDA2560	АРУ, оперативные регуляторы, селектор SSC	П	16	«Филипс» (Голландия)
TDA3510	АРУ, 2×СД, генератор поднесущей (8,8 МГц) БЦС, ЭК, гашение, селектор SSC	П	24	«Филипс» (Голландия)
К174ХА28	То же	П	24	СССР
MDA3510	»	П	24	«Тесла» (Чехословакия)
A33510	»	П	24	Германия
TDA4510	»	П	16	«Филипс» (Голландия)
TEA5620	АРУ, 2×СД, генератор поднесущей (4,43 МГц), БЦС	П	18	«Томсон» (Франция)

3. Микросхемы канала цветности СЕКАМ/ПАЛ и СЕКАМ/ПАЛ/НТСЦ

Тип	Функциональный состав	Технология	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
К174ХА9	АО/АРУ, БЦС СЕКАМ, выделение вспышки, гашение	П	16	СССР
TCA640	То же	П	16	«Филипс» (Голландия)
MCA640	»	П	16	«Тесла» (Чехословакия)
К174ХА8	ЭК (матрица ПАЛ), 2×ЧД (СД)	П	16	СССР
TCA650	То же	П	16	«Филипс» (Голландия)
MCA650	»	П	16	«Тесла» (Чехословакия)

Тип	Функциональный состав	Технология	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
TDA4550	Распознаватель систем, АРУ, ЭК (матрица ПАЛ), 2×ЧД БЦС, гашение	П	28	«Филипс» (Голландия)
TDA4555	То же	П	28	«Филипс» (Голландия)
К174ХА32	»	П	28	СССР
TDA4556	То же. Положительная полярность выходных сигналов	П	28	«Филипс» (Голландия)
TDA4650	То же, одиночный ЧД. Работает совместно с TDA4660	П	28	«Филипс» (Голландия)
TEA5640	Распознаватель систем, ЭК, матрица ПАЛ/НТСЦ, 2×СД, 2×ЧД; автоподстройка КВП, нулевых частот ЧД, фазы и амплитуды задержанного сигнала	П	28	«Томсон» (Франция)
TDA3590	АО, ЧД, балансный модулятор, БЦС СЕКАМ, ЭК	П	24	«Филипс» (Голландия)
TDA3591	То же	П	24	«Филипс» (Голландия)
КР1021ХА3	»	П	24	СССР
TDA3030	»	П	24	«Моторола» (США)
TDA3590A	То же, с улучшенным распознавателем СЕКАМ	П	24	«Филипс» (Голландия)
TDA3592A	Транскодер СЕКАМ/ПАЛ с отдельной УЛЗ и кварцевым резонатором 4,43 МГц	П	24	«Филипс» (Голландия)

4. Микросхемы декодеров ПАЛ и ПАЛ/НТСЦ

Тип	Функциональный состав	Технология	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
TDA3300	Генератор поднесущей (4,43 МГц), 2×СД, оперативные регуляторы,	П	28	«Моторола» (США)

Тип	Функциональный состав	Технология	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
	автоматический баланс белого, коммутатор внешних сигналов, матрица RGB			
TDA3560	Генератор поднесущей (8,8 МГц), 2×СД, оперативные регуляторы, коммутатор внешних сигналов, матрица *RGB*	П	28	«Филипс» (Голландия)
TDA3561A	То же	П	28	«Филипс» (Голландия)
TDA3562A	То же + автоматический баланс белого	П	28	«Филипс» (Голландия)
КР1021ХА4	То же	П	28	СССР
TDA8461	Генератор поднесущей (4,43 и 3,58 МГц), 2××СД, переключаемая матрица *RGB*, регулировка по цифровой шине I^2C: яркостью, контрастностью, насыщенностью, цветовым тоном, коммутацией внешних сигналов, балансом белого, уровнем ограничения пиковых токов лучей. Сквозная полоса пропускания по сигналу E'_Y 12 МГц. Автоматическое распознавание сигналов ПАЛ/НТСЦ	П	40	«Филипс» (Голландия)

5. Микросхемы канала яркости

Тип	Функциональный состав	Технология	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
К174УП1	Оперативные регуляторы контрастности и яркости, фиксация уровня черного, ограничение токов лучей	П	16	СССР
TBA970	То же	П	16	«Филипс» (Голландия)

Тип	Функциональный состав	Технология	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
К174УК1	Оперативные регуляторы, фиксация уровня черного, гашение	П	16	СССР
МСА660	То же	П	16	«Тесла» (Чехословакия)
ТСА660	»	П	16	«Филипс» (Голландия)

6. Микросхемы матриц сигналов RGB и видеопроцессоров

Тип	Функциональный состав	Технология	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
ТВА530	Матрица *RGB*	П	16	«Филипс» (Голландия)
МВА530	То же	П	16	«Тесла» (Чехословакия)
К174АФ4	Регулятор насыщенности, матрица *RGB* без входов *ОС*	П	16	СССР
К174АФ5	Матрица *RGB* со входами *ОС*, подстройка размахов	П	16	СССР
TDA2530	То же	П	16	«Филипс» (Голландия)
TDA2532	Матрица *RGB* со входами *ОС*, подстройка размахов, коммутатор внешних сигналов *RGB*	П	16	«Филипс» (Голландия)
TDA3500	Оперативные регуляторы, матрица *RGB* со входами *ОС*, подстройка размахов, коммутатор внешних сигналов *RGB*	П	28	«Филипс» (Голландия)
TDA3501	То же + ограничение пикового тока лучей	П	28	«Филипс» (Голландия)
К174ХА17	То же	П	28	СССР
TDA3505	То же + автоматический баланс темновых токов	П	28	«Филипс» (Голландия)
К174ХА33	То же	П	28	СССР
ТЕА5030	Матрица *RGB*, оперативные регуляторы, коммутатор внешних сигналов *RGB*	П	28	«Томсон» (Франция)

Тип	Функциональный состав	Технология	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
TDA4580	Коммутатор внешних сигналов *Y*, *U*, *V*, оперативные регуляторы, переключаемая матрица *RGB*, коммутатор внешних сигналов *RGB*, автобаланс темновых токов, ограничение среднего и пикового токов лучей. Сквозная полоса пропускания сигнала E_Y 10 МГц	П	28	«Филипс» (Голландия)
TDA4680	То же, но управление по цифровой шине I^2C	П	28	«Филипс» (Голландия)
TEA5040	Коммутатор трех внешних сигналов яркости. Коммутаторы двух внешних групп сигналов *RGB* (с последующим матрицированием в *Y, U, V*) и *Y*, *U*, *V*. Оперативные регулировки контрастности, насыщенности, яркости. Автобаланс по темновым токам и по белому. Ограничение токов лучей. Все регулировки по цифровой трехпроводной шине	П	40	«Томсон» (Франция)

7. Микросхемы фильтров, линий задержки и корректоров

Тип	Функциональный состав	Технология	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
TDA8451	Две ЛЗ на строку, два сумматора, выходные каскады тактового генератора	П (ПЗС)	16	«Филипс» (Голландия)
TDA4660	Две ЛЗ на строку, выполненные на коммутируемых конденсаторах, два сумматора, автономный тактовый генератор с ФАПЧ	П	16	«Филипс» (Голландия)

Тип	Функциональный состав	Технология	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
TDA8452	Режектор, полосовой фильтр, ЛЗ 2 мкс, умножитель частоты и выходные каскады тактового генератора	П (ПЗС)	16	«Филипс» (Голландия)
TDA4560	Регулируемая ЛЗЯ, корректоры фронтов цветоразностных сигналов	П	18	«Филипс» (Голландия)
TDA4565	То же; изменен номинал задержки	П	18	«Филипс» (Голландия)
К174ХА27	То же	П	18	СССР
TDA4566	»	П	18	«Филипс» (Голландия)
TDA4670	То же. Введен апертурный корректор сигнала яркости. Управление по цифровой шине I^2C	П	18	«Филипс» (Голландия)

8. Микросхемы выходных видеоусилителей

Тип	Функциональный состав	Технология	Число выводов	Изготовитель (страна, фирма)
К224УК1	Один канал по типу рис. 7.15. Внешние резисторы нагрузки и обратной связи	Г	9	СССР
TEA5101A	Три канала в одном корпусе, полоса пропускания 10 МГц	П (биполярная +КМОП)	15	«Томсон» (Франция)
TDA6100	Один канал в корпусе. Внешние резисторы обратной связи	П	9	«Филипс» (Голландия)

9. Параметры ультразвуковых линий задержки

Тип	Вариант	Номинальная задержка, мкс	Изменение задержки при изменении температуры	
			нс	°C
Требования стандарта СЭВ 1081—78	СЕКАМ	63,943±0,03	<20	55
	ПАЛ	63,943±0,005	<5	55
	СЕКАМ/ПАЛ	63,943±0,005	<5	55
УЛЗ 64-4	СЕКАМ	63,943±0,03	<20	55
УЛЗ 64-5	СЕКАМ	63,943±0,03		
УЛЗ 64-8	СЕКАМ/ПАЛ	63,943±0,005	<5	55
CV20 (Германия)	A	63,943±0,035	⩽20	5...55
	B	63,943±0,08	⩽6	5...55
	C	63,943±0,005	⩽5	5...55
SDL145 («Сильвания», Бельгия)	ПАЛ	63,943±0,005	⩽5	10...60
DL610 («Филипс», Голландия)	ПАЛ	63,943±0,005	⩽5	10...60
DL711 («Филипс», Голландия)	СЕКАМ/ПАЛ	63,943±0,005	⩽5	10...60
PDL641 («Шова-электрик», Япония)	СЕКАМ/ПАЛ	63,943±0,005	⩽5	50

Продолжение прил. 9

Тип	Номинальная частота, МГц	Затухание на основной частоте, дБ	Подавление отражений, дБ		Полоса пропускания по уровню —3 дБ, МГц
			3τ	Не кратные	
Требования стандарта СЭВ 1081—78			⩾26	⩾35	
	4,433619	9±3	⩾28	⩾30	3,3...5,3
			⩾26	⩾35	
УЛЗ 64-4	4,433619	9±3	⩾26	⩾27	3,3...5,3
УЛЗ 64-5	4,433619	9±3	⩾26	⩾35	3,4...5,2
УЛЗ 64-8	4,433619	9±3	⩾33	⩾30*	3,3...5,3
CV20 (Германия)	4,433619	9±3	⩾26	⩾35	3,3...5,3
SDL145 («Сильвания», Бельгия)	4,433619	8±3	⩾22	⩾35	3,43...5,2
DL610 («Филипс», Голландия)	4,433619	9±3	⩾30*	⩾30	3,43...5,23
DL711 («Филипс», Голландия)	4,433619	9±2	⩾33	⩾30	3,43...5,23
PDL641 («Шова-электрик», Япония)	4,433619	8±3	⩾26**	⩾34	3...5,6

Тип	Согласующие элементы				Максимальное напряжение, В	Габаритные размеры
	Вход		Выход			
	Ом	мкГн	Ом	мкГн		
Требования стандарта СЭВ 1081—78					12	
УЛЗ 64-4	43	2	240	1,8	12	47×40×8
УЛЗ 64-5	390	4,3	390	8,3	10	45×35×8
УЛЗ 64-8	390	8,2	390	8,2	12	37×28,5×7,5
CV20 (Германия)	390	4,6	390	8,3	12	45×37×85
SDL145 («Сильвания», Бельгия)	390	10	390	10	10	37,5×29×8,5
DL610 («Филипс», Голландия)	560	10,5	560	9,7	10	37×28,5×7,5
DL711 («Филипс», Голландия)	390	8,6	390	8,1	10	37×28,5×7,5
PDL641 («Шова-электрик», Япония)	390	8	390	8	15	50×45×7

* В диапазоне 3,9. .4,7 МГц.
** В диапазоне 3...5,2 МГц.

10. Параметры линий задержки для канала яркости

Тип	Номинальная задержка, нс	Затухание, нс	Время нарастания фронта, нс	Выбросы, %
				верхний
Требования стандарта СЭВ 1082—78	От 250 до 750, допуск ±50	≤2	≤120	≤5
ЛЗЦТ-0,7/1500	700±50	≤3	≤120	≤5
ЛЗЯ-0,33/1000	330±50	≤2	≤120	≤5
ЛЗЯС-0,33/1000	330±50	≤2	≤120	≤5
ЛЗЯМ-0,27/900**	270±27	≤2	≤120	≤5
ЛЗЯМ-0,47/1150**	470±47	≤2	≤160	≤5
DL102 (Германия)	470±50	≤2	≤110	≤5
L91D (Франция)	350	≤1	≤100	≤10
391D (Франция)*	380	≤1	≤140	≤6
DL330 («Филипс» Голландия)**	330±30	≤2	≤120	≤5

Продолжение прил. 10

Тип	Выбросы, % нижний	Волновое сопротивление, кОм	Полоса пропускания по уровню —3 дБ, МГц
Требования стандарта СЭВ 1082—78	≤5	(1,0...1,5)±10 %	≥5 (МККР), ≥6 (ОИРТ)
ЛЗЦТ-0,7/1500	≤5	1,5±10 %	≥5,5
ЛЗЯ-0,33/1000	≤5	1,0±15 %	≥6
ЛЗЯС-0,33/1000	≤5	1,0±10 %	≥6
ЛЗЯМ-0,27/900**	≤6	0,9±10 %	≥6
ЛЗЯМ-0,47/1150**	≤15	1,15±10 %	≥6
DL102 (Германия)	≤5	1,2±1,0 %	≥5
L91D (Франция)	≤3	1,1	≥8
391D (Франция)*	≤10	1,2	≥3,3
DL330 («Филипс», Голландия)**	≤18	1,0±10 %	≥5

Продолжение прил. 10

Тип	Неравномерность АЧХ в полосе, дБ	Максимальное напряжение, В	Габаритные размеры, мм
Требования стандарта СЭВ 1082—78	≤±1	100	
ЛЗЦТ-0,7/1500	≤±1	25	∅=17; l=125
ЛЗЯ-0,33/1000	≤±1	100	∅=8; l=130
ЛЗЯС-0,33/1000	≤±1	100	∅=10; l=135
ЛЗЯМ-0,27/900**	≤±1	50	30X19X14
ЛЗЯМ-0,47/1150**	≤±2	50	30X19X14
DL102 (Германия)	≤±1		∅=11; l=90
L91D (Франция)	≤±0,7		∅=8; l=115
391D (Франция)*	≤±1		20X15X6
DL330 («Филипс», Голландия)**	≤±1	50	30X19X14

* С внутренним режектором цветовой поднесущей.
** На двух каркасах, расположенных параллельно.

11. Типовые параметры кварцевых резонаторов ПАЛ для $C_н=20$ пФ

Рабочая частота, $f_н$, МГц	Частота последовательного резонанса f_s МГц	Допуск на точность $f_н\times10^{-6}$	Допуск на изменение $f_н$ в диапазоне температур −10...+60 °С, $\times10^{-6}$	C_0, пФ	$C1$, пФ	$L1$, Гн	R, Ом	$s\times10^{-}$ пФ
4,433619	4,431881	40	30	5,5	⩽0,02	0,286	⩽60	>15
8,867238	8,863762	40	25	5,5	⩽0,02	0,143	⩽60	>15

12. Основные параметры телевизионных стандартов

Стандарт	Число строк	Диапазон	Ширина канала, МГц	Полоса в деосигнала, МГц	Разнос несущих видео/звук, МГц	Полярность модуляции	Тип модуляции несущей звука	Частота строк, Гц	Частота полей, Гц	Длительность импульсов гашения строк, мкс	Длительность импульсов гашения полей, мсс
B	625	М	7	5	5,5	—	ЧМ	15 625	50	12	25
G	625	ДМ	8	5	5,5	—	ЧМ	15 625	50	12	25
D	625	М	8	6	6,5	—	ЧМ	15 625	50	12	25
K	625	ДМ	8	6	6,5	—	ЧМ	15 625	50	12	25
H	625	ДМ	8	5	5,5	—	ЧМ	15 625	50	12	25
J	625	М/ДМ	8	5,5	6	—	ЧМ	15 625	50	12	25
K1	625	М/ДМ	8	6	6,5	—	ЧМ	15 625	50	12	25
L	625	М/ДМ	8	6	6,5	+	АМ	15 625	50	12	25
M	525	М/ДМ	6	4,2	4,5	—	ЧМ	15 750	60	10,8	19
N	625	М/ДМ	6	4,2	4,5	—	ЧМ	15 625	50	10,9	19

13. Телевизионные стандарты и системы ЦТ некоторых стран мира

Страна	Стандарты ТВ		Электрическая сеть	
	МВ	ДМВ	фаз./лин, В	Гц
		Система СЕКАМ		
Болгария	D	K	220/380	50
Венгрия	D	K1	220/380	50
Габон	K1		220/380	50
Гвиана	K1		220/380	50
Греция	B	G	220/380	50
Джибути	K1		220/380	50

Страна	Стандарты ТВ		Электрическая сеть	
	МВ	ДМВ	фаз./лин, В	Гц
Египет	B	G	220/380	50
Заир	K1	K1	220/380	50
Ирак	B	G	220/380	50
Иран	B	G	220/380	50
Кипр	B	G	240/415	50
Конго	K1	K1	220/380	50
Ливан	B	G	110/190	50
Ливия	B	G	127/220	50
Люксембург[1]	B	L/G	120/208	50
Маврикий	B		230/400	50
Мадагаскар	K1	K1	127/220	50
Марокко	B	G	127/220	50
Мартиника	K1		220	50
Монако	L	G	127/220	50
Монголия	D	K	220/380	50
Нигер	K1	K1	220/380	50
Новая Каледония	K1		220/380	50
Польша	D	K	220/380	50
Реюньон	K1		220/380	50
Румыния	D	K	220/380	50
Саудовская Аравия	B	G	127/230	60
Сенегал	K1	K1	127/220	50
Сирия	B	G	220/380	50
СССР	D	K	220/380	50
Того	K1	K1	127/220	50
Тунис	B	G	127/220	50
Франция	L	L	115/200	50
Чехословакия	D	K	220/380	50

Система ПАЛ

Страна	МВ	ДМВ	фаз./лин, В	Гц
Австралия	B	G	240/415	50
Австрия	B	G	220/380	50
Алжир	B	G	127/220	50
Аргентина	N		220/380	50
Бангладеш	B		230/380	50
Бахрейн	B	G	230/400	50/60
Бельгия	B	H	127/220	50
Ботсвана	I	I	220/380	50
Бразилия	M	M	127/220	60
Великобритания		I	240/415	50
Гана	B	G	230/400	50
Германия	B	G	220/380	50

Страна	Стандарты ТВ		Электрическая сеть	
	МВ	ДМВ	фаз./лин, В	Гц
Гонконг		I	200/346	50
Голландия	B	G	220/380	50
Зимбабве	B	G	230/400	50
Дания	B	G	220/380	50
Йеменская арабская республика	B		220/380	50
Индия	B		230/400	50
Индонезия	B		127/220	50
Ирландия	I	I	220/380	50
Исландия	B	G	220/380	50
Италия	B	G	127/220	50
Иордания	B	G	220/380	50
Испания	B	G	127/220	50
Кения	B	G	240/415	50
Корейская Народно-демократическая республика	D	K	220/380	60
Китай	D	D	220/380	50
Кувейт	B	G	240/415	50
Либерия	B		120/208	60
Малайзия	B	G	230/400	50
Мальдивы	B		230/400	50
Мальта	B		240/415	50
Нигерия	B		230/400	50
Новая Зеландия	B	G	230/400	50
Норвегия	B	G	230/400	50
Оман	B	G	220/380	50
Пакистан	B	G	230/400	50
Парагвай	N		220/380	50
Португалия	B	G	220/380	50
Сирия	B	G	220/380	50
Сьерра—Леоне	B	G	230/400	50
Судан	B		240/415	50
Танзания	B		230/400	50
Тайланд	B	G	220/380	50
Турция	B	G	220/380	50
Уганда	B		240/415	50
Уругвай[2]	N		(127)/220	50
Финляндия	B	G	220/380	50
Швейцария	B	G	220/380	50
Швеция	B	G	220/380	50
Шри-Ланка	B		230/400	50
ЮАР	I	I	220/380	50
Югославия	B	G	220/380	50

Страна	Стандарты ТВ		Электрическая сеть	
	МВ	ДМВ	фаз./лин, В	Гц
Система НТСЦ				
Антильские острова	M		115/200	50/60
Багамские острова	M		120/208	60
Барбадос	N		115/200	50
Бермудские острова	M		120/208	60
Бирма	M		230/400	50
Боливия	M	M	220/380	50
Венесуэла	M	M	240/415	60
Гаити	M		120/208	50/60
Гватемала	M		240/415	60
Гондурас[2]	M		(127)/220	60
Гуам	M		127/220	60
Диего Гарсиа	M		115/200	50/60
Доминиканская республика[2]	M		(127)/220	60
Канада	M	M	120/208	60
Колумбия	M		115/200	60
Коста—Рика	M		120/208	60
Куба	M	M	115/200	60
Мексика	M	M	127/220	60
Никарагуа	M		240/415	60
Панама[2]	M	M	(127)/220	60
Перу	M	M	127/220	60
Пуэрто-Рико	M	M	120/208	60
Сальвадор	M	M	115/200	60
США	M	M	117/200	60
Суринам	M		127/220	60
Тайвань	M		115/200	60
Тринидад и Тобаго	M		115/200	60
Филиппины[2]	M		(127)/220	60
Чили	M	M	220/380	50
Южная Корея	M	M	200/346	60
Ямайка	M		115/200	60
Япония[2]	M	M	(115)/200	50/60

[1] СЕКАМ/ПАЛ.
[2] Трехфазная сеть без нейтрали.

14. Программа для расчета частотных характеристик цифрового КВП

Командой 40 задают тактовую частоту *F1* и значения коэффициентов фильтра *A*, *B*, *C*, *D*. В результате вычислений распечатываются две группы графиков. Первая из них — это зависимости от частоты передаточного коэффициента *K*, фазового сдвига *W* и групповой задержки *T*. Вторая группа графиков — это частотные зависимости отклонений этих величин от соответствующих параметров аналогового *КВП* (*DK*, *DW*, *DT*).

```
1 DIM F(100)
5 DIM K(100)
10 DIM W(100)
15 DIM T(100)
20 DIM Z1(100)
25 DIM Z2(100)
30 DIM Z3(100)
35 PRINT "INPUT F1,A,B,C,D"
40 INPUT F1,A,B,C,D
45 U=1/F1
50 FO=4.286
55 PRINT "U="U
60 PRINT "A="A,"B="B,"C="C,"D="D,"F1="F1
65 PRINT "  "
70 C1=14.74
75 C2=20.16
80 C3=217.2676
85 C4=1.5876
90 C5=256
95 P1=B*(1-C)-A*(1-D)
100 P2=2*(D-C)
105 P3=(1-C)*(1-D)+A*B
110 P4=A*(1+D)+B*(1+C)
115 P5=2*(C+D)
120 F(I)=FO
125 GOSUB 270
130 KO=K2
135 WO=W(I)
140 TO=T(I)-T1
145 PRINT "KO="KO,"WO="WO,"TO="TO
150 PRINT "  "
155 FOR I=0 TO 40
160 GOSUB 265
165 K(I)=(20*LOG(K2/KO))/LOG(10)
170 Z1(I)=K(I)-(20*LOG(K1))/LOG(10)
175 Z2(I)=W(I)-W1
180 Z3(I)=T(I)-T1-TO
185 NEXT I
190 PRINT "DIGITAL CEKAM KLOSH FILTER"
195 PRINT "*******************************************************
200 PRINT "F(MHZ)","K(DB)","W(GRAD)","T(MKS)"
205 PRINT "*******************************************************
210 FOR I=0 TO 40
215 PRINT F(I),K(I),W(I),T(I)
220 NEXT I
225 PRINT "
230 PRINT "*******************************************************
235 PRINT "F(MHZ)","DK(DB)","DW(GRAD)","DT(MKS)"
240 PRINT "*******************************************************
245 FOR I=0 TO 40
250 PRINT F(I),Z1(I),Z2(I),Z3(I)
255 NEXT I
```

```
260 STOP
265 F(I)=3.3+.05*I
270 V=(F(I)*2*PI*U)
275 C6=((F0/F(I))-(F(I)/F0),
280 V1=((F0/(F(I))^2)+(1/F0))*(1/(2*PI))
285 K1=SQR((1+C4*((C6)^2))/(1+C5*((C6)^2)))
290 W1=(ATN(C1*C6/(1+C2*((C6)^2))))*(180/PI)
295 X=(C1*(1-C2*(C6)^2))
300 Y=(C3*(C6)^2+(1+C2*(C6)^2)^2)
305 T1=(V1*X/Y)
310 N1=(1-C+(A+2*C*COS(V))*COS(V))^2+((A+2*C*COS(V))*SIN(V))^2
315 N2=(1-D+(B+2*D*COS(V))*COS(V))^2+((B+2*D*COS(V))*SIN(V))^2
320 K2=SQR(N1/N2)


325 Q1=(P1+P2*COS(V))*SIN(V)
330 Q2=(P3+P4*COS(V)+P5*(COS(V))^2)
335 W(I)=(ATN(Q1/Q2))*(180/PI)
340 L=((P1*COS(V)+P2*COS(2*V))*Q2+(P4*SIN(V)+P5*SIN(2*V))*Q1)
345 M=(Q1)^2+(Q2)^2
350 T(I)=-U*(L/M)
355 RETURN
360 END
```

15. Программа для нахождения оптимальных коэффициентов цифрового КВП

Командой 5 задают значения тактовой частоты и коэффициента *c*. Командами 10—20 вводят пределы значений и шаги для коэффициентов *b*, *a* и *d*. Команды 140 и 220 задают частотный диапазон, в котором производится оптимизация коэффициентов, в данном случае 3,9...4,7 МГц.

```
1 DIM F(50)
5 INPUT F1,C
10 INPUT B2,B3,S1
15 INPUT A2,A3,S2
20 INPUT D2,D3,S3
25 Q=1
30 U=1/F1
35 F0=4.286
40 PRINT "F1="F1,"C="C
45 PRINT "B2="B2,"B3="B3,"S1="S1
50 PRINT "A2="A2,"A3="A3,"S2="S2
55 PRINT "D2="D2,"D3="D3,"S3="S3
60 K1=14.74
65 K2=20.16
70 K3=217.267
75 PRINT "*******************************************************
80 FOR B=B2 TO B3 STEP S1
85 FOR A=A2 TO A3 STEP S2
90 FOR D=D2 TO D3 STEP S3
95 P1=B*(1-C)-A*(1-D)
100 P2=2*(D-C)
105 P3=(1-C)*(1-D)+A*B
110 P4=A*(1+D)+B*(1+C)
115 P5=2*(D+C)
120 F(I)=F0
125 GOSUB 225
130 T0=T2-T1
135 Z1=0
140 FOR I=0 TO 8
145 GOSUB 220
150 T=ABS(T2-T1-T0)
155 Z1=Z1+T
160 NEXT I
165 Z=Z1/9
170 IF Z>Q THEN  GO TO 195
175 Q=Z
180 D1=D
185 A1=A
190 B1=B
195 NEXT D
200 NEXT A
205 NEXT B
210 PRINT "A1="A1,"B1="B1,"C="C,"D1="D1,"Z="Z
215 STOP
220 F(I)=3.9+.1*I
225 K4=((F0/F(I))-(F(I)/F0))
230 V1=((F0/(F(I))^2)+(1/F0))*(1/(2*PI))
235 X=(K1*(1-K2*(K4)^2))
240 Y=(K3*(K4)^2+(1+K2*(K4)^2)^2)
245 T1=(V1*X/Y)
250 V=(F(I)*2*PI*U)
255 W1=(P1+P2*COS(V))*SIN(V)
260 W2=(P3+P4*COS(V)+P5*(COS(V))^2)
265 K5=((P1*COS(V)+P2*COS(2*V))*W2+(P4*SIN(V)+P5*SIN(2*V))*W1)
```

```
270 K6=(W1)^2+(W2)^2
275 T2=-U*(K5/K6)
280 RETURN
```

В результате вычислений распечатываются оптимальные значения коэффициентов и погрешность ГВЗ (Z). Оптимизацию целесообразно проводить в несколько этапов, меняя значение c и уменьшая шаги $S1$, $S2$ перебора значений коэффициентов.

16. Программа для расчета частотных характеристик цифрового КНП

Командой 50 вводят значения тактовой частоты *F5* и коэффициентов *C*, *D*.

Распечатывают три группы графиков — для АЧХ (*A*) ФЧХ (*F*) и ГВЗ (*G*). В каждой группе даются значения параметров для аналогового фильтра (1), цифрового (2) и их разности (3).

```
1 DIM F(61)
5 DIM A1(61)
10 DIM A2(61)
15 DIM R1(61)
20 DIM F1(61)
25 DIM F2(61)
30 DIM R2(61)
35 DIM G1(61)
40 DIM G2(61)
45 DIM R3(61)
50 INPUT F5,C,D
55 A0=(1-D)/(1-C)
60 F0=.085
65 T=1/F5
70 PRINT "KORREKTOR LOW FREQ. DEEMPHASIS"
75 PRINT "A0="A0,"C="C,"D="D,"F5="F5
80 PRINT "*******************************************************"
85 FOR I=0 TO 60
90 F(I)=.025*I
95 V=(F(I))/F0
100 W=2*PI*T*F(I)
105 A1=SQR((1+((F(I))/(3*F0))^2)/(1+((F(I))/F0)^2))
110 A1(I)=(20*LOG(A1))/LOG(10)
115 A2=A0*SQR((1+C^2-2*C*COS(W))/(1+D^2-2*D*COS(W)))
120 A2(I)=(20*LOG(A2))/LOG(10)
125 R1(I)=(A1(I)-A2(I))
130 F1(I)=-(180/PI)*(ATN((2*V)/(3+V^2)))
135 F2(I)=(-ATN(((D-C)*SIN(W))/(1-(D+C)*COS(W)+D*C)))*(180/PI)
140 R2(I)=F1(I)-F2(I)
145 G1(I)=-(1/(PI*F0))*((3-V^2)/(V^4+10*V^2+9))
150 M=T*(C-D)*((1+C*D)*COS(W)-C-D)
155 N=((1-(C+D)*COS(W)+D*C)^2+((C-D)^2)*(SIN(W))^2)
160 G2(I)=M/N
165 R3(I)=G1(I)-G2(I)
170 NEXT I
175 PRINT "   "
180 PRINT "F(MHZ)","A1(DB)","A2(DB)","R1(DB)"
185 PRINT "*******************************************************"
195 FOR I=0 TO 60
200 PRINT F(I),A1(I),A2(I),R1(I)
205 NEXT I
210 PRINT    "
215 PRINT "F(MHZ)","F1(GRAD)","F2(GRAD)","R2(GRAD)"
220 PRINT "*******************************************************"
225 FOR I=0 TO 60
230 PRINT F(I),F1(I),F2(I),R2(I)
235 NEXT I
240 PRINT "   "
245 PRINT "F(MHZ)","G1(MKS)","G2(MKS)","R3(MKS)"
250 PRINT "*******************************************************"
255 FOR I=0 TO 60
260 PRINT F(I),G1(I),G2(I),R3(I)
265 NEXT I
270 END
```

17. Математическая модель цифрового частотного детектора

Модель относится к частотному детектору [2.47], содержащему фильтр Гильберта и итерационный вычислитель функции $\operatorname{arctg}\frac{X}{Y}$.

Командами 85 и 90 вводятся значения тактовой частоты *FO*, числа разрядов *M1* входного сигнала, числа итераций *M2* вычислителя Волдера и коэффициентов *C1*—*C4* фильтра Гильберта. Командами 135—295 формируется цветоразностный сигнал, подаваемый на частотный модулятор. По форме контрольный сигнал примерно соответствует сигналу E'_{G-Y}. Он имеет положительную и отрицательную полуволны, каждая из которых содержит плоские участки (+0,15; +0,3; —0,3; —0,15) и переходы с наклоном 0,05 /такт.

Команды 300—330 обеспечивают формирование ЧМ сигнала. В качестве аргумента используется фаза, приращение которой за такт определяется путем графического интегрирования:

$$\Delta\varphi = 2\pi T\left[f_{cp} + \frac{f(I) + f(I-1)}{2}\right].$$

Затем командами 335—345 производится округление отсчетов ЧМ сигнала в соответствии с заданной разрядностью *M1* по следующему алгоритму:

$$U_{вых}(I) = (INT(2^{M1}U_{вх}(I) + 0{,}5))/2^{M1}.$$

Формирование квадратурной составляющей $Y(W(I))$ ЧМ сигнала выполняется с помощью фильтра Гильберта по командам 350—375.

В модели заложен фильтр Гильберта 14-го порядка. Если достаточен меньший порядок, то значения избыточных младших коэффициентов принимаются равными нулю. Неортогональная составляющая сигнала $X(R(I))$ снимается после седьмого звена задержки.

Мгновенное значение фазы сигнала $(\operatorname{arctg}\frac{Y}{X})$ вычисляется с помощью итерационного алгоритма Волдера по командам 380—435. Вычисление производится до заданного числа итераций *M2*.

По командам 440—505 производится вычисление квадранта. Команда 515 позволяет определять приращение фазы за период поднесущей. Наконец, работа блока коррекции фазы обеспечивается командами 520—540. На шаге 545 выполняется расчет девиации частоты.

В результате вычислений распечатываются номера отсчетов *I*, значение девиации *F* во входном сигнале, мгновенная фаза *S*, приращение *P4* фазы за период и значение девиации *Z*, найденное в результате демодуляции сигнала.

```
1 DIM F(150)
5 DIM F1(150)
10 DIM F2(150
15 DIM O(150)
20 DIM U(150)
30 DIM R(150)
35 DIM W(150)
40 DIM S(150)
45 DIM Q(150)
50 DIM P1(50)
55 DIM P4(150)
60 DIM X(50)
70 DIM Y(50)
75 DIM Z(150)
80 PRINT "INPUT FO,M1,M2,C1,C2,C3,C4"
85 INPUT FO,M1,M2
90 INPUT C1,C2,C3,C4
95 T=1/FO
100 A=4.286
105 D=2^M1
110 PRINT "DEMODULATOR GILBERT-1"
115 PRINT "************************"
120 PRINT "FO="FO,"M1="M1,"M2="M2
125 PRINT "C1="C1,"C2="C2,"C3="C3,"C4="C4
130 PRINT "****************************************************
135 FOR I=0 TO 24
140 F(I)=A
145 NEXT I
150 FOR I=25 TO 27
155 F(I)=A+.05*(I-24)
160 NEXT I
165 FOR I=28 TO 46
170 F(I)=A+.15
175 NEXT I
180 FOR I=47 TO 49
185 F(I)=A+.15+.05*(I-46)
190 NEXT I
195 FOR I=50 TO 70
200 F(I)=A+.3
205 NEXT I
210 FOR I=71 TO 76
215 F(I)=A+.3-.1*(I-70)
220 NEXT I
225 FOR I=77 TO 97
230 F(I)=A-.3
235 NEXT I
240 FOR I=98 TO 100
245 F(I)=A-.3+.05*(I-97)
250 NEXT I
255 FOR I=101 TO 121
260 F(I)=A-.15
265 NEXT I
270 FOR I=122 TO 124
275 F(I)=A-.15+.05*(I-121)
280 NEXT I
285 FOR I=125 TO 140
290 F(I)=A
295 NEXT I
300 FOR I=0 TO 2
305 F1(I)=0
310 NEXT I
315 FOR I=3 TO 140
320 O(I)=2*PI*T*((F(I)+F(I-1))/2)
325 F1(I)=F1(I-1)+O(I)
330 NEXT I
```

```
335 FOR I=3 TO 140
340 U(I)=(INT(D*SIN(F1(I))+.5))/D
345 NEXT I
350 FOR I=15 TO 140
355 F2(I)=F(I)-A
360 R(I)=U(I-7)
365 W1=C4*U(I)+C3*U(I-2)+C2*U(I-4)+C1*U(I-6)
370 W2=C1*U(I-8)+C2*U(I-10)+C3*U(I-12)+C4*U(I-14)
375 W(I)=W1-W2
380 Y(0)=ABS(R(I))
385 X(0)=ABS(W(I))
390 P1(0)=0
395 FOR J=1 TO M2
400 IF Y(J-1)>=0 THEN K=1
405 IF Y(J-1)<0 THEN K=-1
410 B=1/2^(J-1)
415 Y(J)=Y(J-1)-(X(J-1))*K*B
420 X(J)=X(J-1)+(Y(J-1))*K*B
425 P1(J)=(P1(J-1)+K*ATN(1/2^(J-1)))
430 NEXT J
435 P2=P1(M2)
440 IF R(I)>0 THEN  GO TO 450
445 IF R(I)<0 THEN  GO TO 460
450 IF W(I)>0 THEN  GO TO 470
455 IF W(I)<0 THEN  GO TO 480
460 IF W(I)>0 THEN  GO TO 490
465 IF W(I)<0 THEN  GO TO 500
470 S(I)=P2
475 GO TO 505
480 S(I)=PI-P2
485 GO TO 505
490 S(I)=-P2
495 GO TO 505
500 S(I)=-(PI-P2)
505 NEXT I
510 FOR I=20 TO 140
515 P3=S(I)-S(I-4)
520 IF ABS(P3)<PI THEN  GO TO 530
525 IF ABS(P3)>PI THEN  GO TO 540
530 P4(I)=P3
535 GO TO 545
540 P4(I)=((2*PI)-(ABS(P3)))
545 Z(I)=(F0/(8*PI))*(P4(I)+2*PI*(1-(4*A/F0)))
550 NEXT I
555 PRINT "I","F","S","P4","Z"
560 PRINT "*****************************************************
565 FOR I=21 TO 140
570 PRINT I,F2(I),S(I),P4(I),Z(I)
575 NEXT I
580 END
```

18. Математическая модель цифрового канала цветности СЕКАМ

Модель [2.53] применялась для исследования переходных процессов в канале цветности и обоснования норм на параметры узлов.

В состав модели входят кодер и канал цветности приемника.

Командами 110—130 вводятся заданные значения исходных параметров — тактовая частота *FO*, число разрядов *M* в сигнале на входе *КВП*, коэффициенты *C1, D1 НП* и *КНП*, коэффициенты *A2, B2, C2, D2—ВП, A3, B3, C3, D3 — КВП* и коэффициенты *K1—K3*, относящиеся к частотному детектору. Значения коэффициентов *C1, D1* должны быть пересчитаны на основную тактовую частоту *FO* (например, 13,5 МГц), а не на *FO*/4, как это делается при практической реализации *КНП*.

Командами 210—235 формируется контрольный модулирующий сигнал. Он содержит положительную и отрицательную полуволны с амплитудами +1 и —0,5, а также переходы разной длительности. Плоские участки сигнала позволяют определять погрешность демодуляции, а переходы — быстродействие узлов.

Затем командами 345—380 в сигнал вносятся низкочастотные предыскажения. Алгоритм вычислений получается из формулы (2.62) перестановкой местами коэффициентов *c* и *d*. Чтобы погрешность вычислений не превышала 2 %, необходимо учитывать не менее 30 предшествующих отсчетов.

По командам 385—430 сигнал ограничивается по заданным уровням *W1* и *W2*. Ограничитель срезает выбросы на переходах.

Получение ЧМ сигнала производится командами 450—490 по такому же алгоритму, как и в программе приложения 17.

Для удобства в модели формируются как синусная, так и косинусная составляющие ЧМ сигнала, что упрощает нахождение мгновенных амплитуд сигнала цветности (команды 610, 615).

Командами 495—540 в сигнал вносятся высокочастотные предыскажения. Алгоритм их вычислений соответствует формуле (2.19), в которой переставлены местами коэффициенты *a* с *b* и *c* — с *d*. Должно учитываться не менее 40 предшествующих отсчетов. Одновременно с внесением высокочастотных предыскажений производится округление сигнала до заданной разрядности *M*.

Последующие звенья модели относятся уже к декодеру. Командами 575—590 корректируются высокочастотные предыскажения по формуле (2.19). Так как *D3*>*C3*, для обеспечения такой же точности вычислений, как и в *ВП*, необходимо учитывать большее число предшествующих отсчетов (не менее 160).

В модели использован частотный детектор [2.52] с логарифматорами. Девиация вычисляется по командам 630—685. Задаваемые значе-

```
1 DIM U1(385)
5 DIM U2(385)
10 DIM U3(385)
15 DIM U4(385)
20 DIM U5(385)
25 DIM U6(385)
30 DIM U7(130)
35 DIM U8(130)
40 DIM V4(385)
45 DIM V5(385)
50 DIM V6(385)
55 DIM F1(385)
```

```
60 DIM F2(385)
65 DIM H1(130)
70 DIM H2(130)
75 DIM R(130)
80 DIM Z(130)
110 INPUT F0,C1,D1
115 INPUT M
120 INPUT A2,B2,C2,D2
125 INPUT A3,B3,C3,D3
130 INPUT K1,K2,K3
135 PRINT "  "
140 E1=2^M
145 A=4.286
150 A0=(1-C1)/(1-D1)
155 N1=50
160 T=1/F0
165 W1=1.8
170 W2=-1.25
175 PRINT "DIGITAL MODEL GEKAM"
180 PRINT "F0="F0,"M="M
185 PRINT "C1="C1,"D1="D1,"A0="A0
190 PRINT "A2="A2,"B2="B2,"C2="C2,"D2="D2
195 PRINT "A3="A3,"B3="B3,"C3="C3,"D3="D3
200 PRINT "K1="K1,"K2="K2,"K3="K3
205 PRINT "*******************************************************
210 FOR I=0 TO 330
225 U1(I)=0
230 NEXT I
235 FOR I=331 TO 334
240 U1(I)=(.25*(I-330))
245 NEXT I
250 FOR I=335 TO 350
255 U1(I)=1
260 NEXT I
265 FOR I=351 TO 353
270 U1(I)=(1-.5*(I-350))
275 NEXT I
280 FOR I=354 TO 370
285 U1(I)=(-.5)
290 NEXT I
300 FOR I=371 TO 374
305 U1(I)=(-.5+.125*(I-370))
310 NEXT I
315 FOR I=375 TO 384
320 U1(I)=0
325 NEXT I
345 FOR I=51 TO 384
350 S1-U1(I)
355 FOR K=1 TO N1
360 L1=(C1^(K-1))*(D1-C1)*U1(I-K)
365 S1=S1-L1
370 NEXT K
375 U2(I)=A0*S1
380 NEXT I
385 FOR I=51 TO 384
390 IF U2(I)>W1 THEN  GO TO 415
395 IF U2(I)<W2 THEN  GO TO 425
400 U3(I)=U2(I)
410 GO TO 430
415 U3(I)=W1
420 GO TO 430
425 U3(I)=W2
430 NEXT I
435 FOR I=51 TO 53
440 F1(I)=0
```

```
445 NEXT I
450 FOR I=54 TO 384
455 F2(I)=(A+ 28*(U3(I)+U3(I-1))/2)
460 Q=2*PI*T*F2(I)
465 F1(I)=F1(I-1)+Q
470 NEXT I
475 FOR I=54 TO 384
480 U4(I)=SIN(F1(I))
485 V4(I)=COS(F1(I))
490 NEXT I
495 FOR I=54 TO 60
500 U4(I)=0
505 V4(I)=0
510 U5(I)=0
515 V5(I)=0
520 NEXT I
525 FOR I=61 TO 384
530 U5(I)=(INT(((U4(I)+B2*U4(I-1)+D2*U4(I-2)-A2*U5(I-1)-
535 V5(I)=(INT(((V4(I)+B2*V4(I-1)+D2*V4(I-2)-A2*V5(I-1)-
    C2*U5(I-2))*E1)+.5))/E1
    C2*V5(I-2))*E1)+.5))/E1
540 NEXT I
545 FOR I=120 TO 125
550 U5(I)=0
555 V5(I)=0
560 U6(I)=0
565 V6(I)=0
570 NEXT I
575 FOR I=126 TO 384
580 U6(I)=(U5(I)+A3*U5(I-1)+C3*U5(I-2)-B3*U6(I-1)-D3*U6(I-2))
585 V6(I)=(V5(I)+A3*V5(I-1)+C3*V5(I-2)-B3*V6(I-1)-D3*V6(I-2))
590 NEXT I
595 FOR I1=1 TO 129
596 U1(I1)=U1(I1+255)
600 U6(I1)=U6(I1+255)
605 V6(I1)=V6(I1+255)
610 H1(I1)=SQR(((U5(I1+255))^2)+((V5(I1+255))^2))
615 H2(I1)=SQR(((U6(I1))^2)+((V6(I1))^2))
620 F2(I1)=(F2(I1+255))-A
625 NEXT I1
630 FOR I1=9 TO 129
635 Y1=K1*U6(I1-1)
640 Y2=K2*U6(I1-1)
645 X=U6(I1)+U6(I1-2)
650 R(I1)=ABS(Y1-K3*X)
655 Z(I1)=ABS(Y2+X)
660 NEXT I1
665 FOR I1=20 TO 129
670 R1=LOG(R(I1)+R(I1-1)+R(I1-2))
675 Z1=LOG(Z(I1)+Z(I1-1)+Z(I1-2))
680 U7(I1)=1.306*(R1-Z1)
685 NEXT I1
690 FOR I1=58 TO 129
695 S6=U7(I1)
700 FOR K=1 TO N1
705 L2=(D1^(K-1))*(C1-D1)*U7(I1-K)
710 S6=S6-L2
715 NEXT K
720 U8(I1)=S6/A0
725 NEXT I1
730 PRINT "U0","F","H1","H2","U8"
735 PRINT "*****************************************************
740 FOR I1=64 TO 129
745 PRINT U1(I1),F2(I1),H1(I1),H2(I1),U8(I1)
750 NEXT I1
```

```
755 END
```

ния коэффициентов *К1—К3* предварительно определяются для заданной тактовой частоты по формулам (2.47), (2.48).

Команды 690—725 обеспечивают коррекцию низкочастотных предыскажений.

Распечатываются отсчеты входного сигнала U_0, мгновенной частоты F на выходе модулятора, размахов сигналов на выходах *ВП* (*H1*), *КВП* (*H2*) и сигнала на выходе *КНП* (U_8).

19. Программа для расчета частотных характеристик одноконтурного режекторного фильтра

Командами 20, 25 вводятся заданные значения характеристического сопротивления контуров *S* и резистора *R2* на выходе фильтра.

По команде 80 контролируется значение затухания на частоте режекции. Варьируются значения резистора *R1* и резонансной частоты контура (команды 85 и 115).

```
1 DIM F(150)
5 DIM K(150)
10 DIM Z(150)
15 DIM T(150)
20 INPUT S
25 INPUT R2
30 PRINT "S="S,"R2="R2
35 PRINT "
40 FOR Q=20 TO 140 STEP 40
45 PRINT "Q="Q
50 PRINT "  "
55 LET R1=10
57 LET F0=4.3
60 LET I=20.1
65 GOSUB 140
66 LET H=ABS(K(I))
70 IF H>15 THEN GO TO 81
75 LET R1=R1+10
80 GO TO 60
81 LET I=23.43
82 GOSUB 140
83 LET H=ABS(K(I))
84 IF H>15 THEN GO TO 87
85 LET F0=F0+.001
86 GO TO 60
87 PRINT "R1="R1,"F0="F0,"K(20.1)="K(20.1),"K(23.43)="K(23.43)
88 PRINT "T(20.1)="T(20.1),"T(23.43)="T(23.43)
90 PRINT "  "
93 FOR I=5 TO 25
95 GOSUB 140
97 NEXT I
100 PRINT "F","K","Z","T"
105 PRINT "  "
110 FOR I=5 TO 25
115 PRINT F(I),K(I),Z(I),T(I)
120 NEXT I
125 NEXT Q
130 STOP
140 LET F(I)= 2*I
145 LET V=F(I)/F0-F0/F(I)
150 LET A=(R1+R2)*S/(R1*R2*Q+S*(R1+R2))
155 LET D=S*Q*(R1+R2)/(S*(R1+R2)+R1*R2*Q)
160 LET B1=(1+(Q^2)*(V^2))/(1+(D^2)*(V^2))
165 LET K(I)=(20*LOG(A*SQR(B1)))/LOG(10)
170 LET B2=((Q-D)*V)/(1+Q*D*(V^2))
175 LET Z(I)=(ATN(B2))*180/PI
180 LET M=((1/F0)+(F0/(F(I))^2))/(2*PI)
185 LET N=(Q-D)*(1-Q*D*(V^2))
190 LET P=1+((Q^2)+(D^2))*(V^2)+(Q^2)*(D^2)*(V^4)
195 LET T(I)=-M*N/P
200 RETURN
205 END
```

После вычислений распечатываются значения частоты *F*, коэффициента передачи *K*, фазового сдвига *Z* и группового времени задержки *T* для разных значений добротности контура.

20. Программа для расчета частотных характеристик двухконтурного режекторного фильтра

Задают характеристическое сопротивление *S1* первого контура и сопротивление *R3* резистора на выходе фильтра (команды 20, 25).

В результате вычислений определяют характеристическое сопротивление *S2* второго контура и сопротивления резисторов *R1* и *R2*, обеспечивающие заданное ослабление сигнала на частотах режекции, которые распечатываются по команде 150. Затем вычисляются и распечатываются основные параметры фильтра и его характеристики для разных значений добротности контуров (от 20 до 100).

```
1 DIM K(150)
5 DIM F(150)
10 DIM Z(150)
15 DIM T(150)
20 INPUT S1
25 INPUT R3
```

```
30 LET S2=S1*1.1715
35 LET F1=4.686
40 LET F2=4.02
45 LET C=1.00000E+06/(2*PI*F1*S1)
50 LET L1=S1/(2*PI*F1)
55 LET L2=S2/(2*PI*F2)
60 PRINT "S1="S1,"S2="S2,"R3="R3,"F1="F1,"F2="F2
70 PRINT "C="C,"L1="L1,"L2="L2
80 PRINT "  "
90 FOR Q=10 TO 18 STEP 2
95 PRINT "Q="Q
100 LET R1=50
105 LET I=20.1
110 GOSUB 205
115 LET H=ABS(K(I))
120 IF H>15 THEN  GO TO 140
125 LET R1=R1+10
130 LET R2=(((R1*R3)*(S2-S1))/(S1*R3-S2*R1))
135 GO TO 105
140 LET I=23.43
145 GOSUB 205
150 PRINT "R1="R1,"K(20)="K(20),"R2="R2,"K(23.43)="K(23.43)
151 LET I=21.715
152 GOSUB 205
153 PRINT "K(21.715)="K(21.715)
155 PRINT "  "
160 PRINT "F","K","Z","T"
165 FOR I=5 TO 27
170 GOSUB 205
175 NEXT I
180 FOR I=5 TO 27
185 PRINT F(I),K(I),Z(I),T(I)
190 NEXT I
195 NEXT Q
200 STOP
205 LET F(I)=.2*I
210 LET V1=F(I)/F1-F1/F(I)
215 LET V2=F(I)/F2-F2/F(I)
220 LET C1=S1*S2*(R1+R2+R3)
225 LET C2=(R1*R2*R3*(Q^2))/C1
230 LET C3=(S1*R3*Q*(R1+R2))/C1
235 LET C4=(S2*R1*Q*(R2+R3))/C1
240 LET B1=C2+C3+C4+1
245 LET B2=1+C3
250 LET B3=1+C4
255 LET B4=((1-V1*V2*(Q^2))^2+(Q^2)*(V1+V2)^2)
260 LET B5=((B1-V1*V2*(Q^2))^2+(Q^2)*(V1*B2+V2*B3)^2)
265 LET B6=Q*(V1+V2)*(B1-V1*V2*(Q^2))
270 LET B7=Q*(1-V1*V2*(Q^2))*(B2*V1+B3*V2)
275 LET B8=(1-V1*V2*(Q^2))*(B1-V1*V2*(Q^2))
280 LET B9=(Q^2)*(V1+V2)*(B2*V1+B3*V2)
285 LET W1=((1/F1)+(F1/((F(I))^2)))/(2*PI)
290 LET W2=((1/F2)+(F2/((F(I))^2)))/(2*PI)
295 LET D1=((B1-B2)+2*(Q^2)*V1*V2*(B2-1)+(Q^2)*(V2^2)*(B3-1))
300 LET D2=((B1-B3)+(Q^2)*(V1^2)*(B2-1)+2*(Q^2)*V1*V2*(B3-1))
305 LET D3=(2*B2*V1+V2*(B3+B2-B1-1)+2*(Q^2)*V1*(V2^2))
310 LET D4=(2*B3*V2+V1*(B3+B2-B1-1)+2*(Q^2)*(V1^2)*V2)
315 LET K(I)=(20*LOG(SQR(B4/B5)))/LOG(10)
320 LET Z(I)=(ATN((B6-B7)/(B8+B9)))*(180/PI)
325 LET X=(W1*D1+W2*D2)*(B8+B9)*Q-(W1*D3+W2*D4)*(B6-B7)*(Q^2)
330 LET Y=((B6-B7)^2)+((B8+B9)^2)
335 LET T(I)=-X/Y
340 RETURN
345 END
```

21. Программа для расчета фазового корректора

Командой 15 вводят заданные значения резонансной частоты и характеристического сопротивления контуров. Затем для разных значений коэффициента *M* вычисляют и распечатывают номиналы Т-образного эквивалента и характеристики фильтра — фазовый сдвиг *Z* и групповое время задержки *T* в функции от частоты *F*.

```
1 DIM F(100)
5 DIM Z(100)
10 DIM T(100)
15 INPUT FO,R
20 PRINT "FO="FO
25 PRINT "  "
30 FOR M= 2 TO 1 2 STEP  2
35 LET C1=((1 00000E+06)*M)/(2*PI*FO*R)
40 LET C2=C1/(M^2)
45 LET L1=(1. 00000E+06)/(4*(PI^2)*(FO^2)*C1)
50 LET L2=(1 00000E-06)*(R^2)*C1
55 PRINT "  "
60 PRINT "M="M
65 PRINT "R="R,"C1="C1,"C2="C2,"L1="L1,"L2="L2
70 PRINT "  "
75 FOR I=5 TO 22
80 LET F(I)=.2*I
85 LET V=(F(I))/FO
90 LET Z(I)=(2*ATN(V/((1-V^2)*M)))*180/PI
95 LET K=(2*M*(1+(V)^2))
100 LET L=2*PI*FO*((V^2)+(M^2)*(1-(V^2))^2)
105 LET T(I)=K/L
110 NEXT I
115 PRINT "F","Z","T"
120 PRINT "  "
125 FOR I=5 TO.22
130 PRINT F(I),Z(I),T(I)
135 NEXT I
140 NEXT M
145 END
```

ЛИТЕРАТУРА

К главе 1

1.1. Кустарев А. К. Колориметрия цветного телевидения.—М.: Связь, 1967.
1.2. Новаковский С. В. Цветное телевидение — М.: Связь, 1975.
1.3. Финк. Д. Г. Стандарты цветного телевидения. — М.: Госэнергоиздат, 1960.
1.4. Bruch W. Farbfernsehsysteme. — Uberblick über das NTSC, SECAM und PAL System//Telefunken-Zeitung. — 1963, — Bd. 36, N 1/2. — S. 70—88.
1.5. Новаковский С. В. Стандартные системы цветного телевидения.— М.: Связь, 1976.
1.6. МККР. Отчет 624—3. Характеристики телевизионных систем. XV пленарная ассамблея МККР, 11-я исследовательская комиссия (телевидение). — Киото, Япония, 1982.
1.7. Sobotka Z. Distorsion par Phase Differentiele Dans le Systeme de Télêvision en Couleur SECAM//L'Onde Electrique. — 1967. — vol. 47, N 486. — P. 1116—1123.
1.8. Specification du systeme D2—MAC/Paquet//Republique Francaise. — Sept. 1985.

К главе 2

2.1. Пат. 1.422.851 Франции, МКИ H04N; Заявл. 7.04.64. — Опубл. 22.11.65.
2.2. Chauvierre M. Suppression de la linge a retard dans les recepteurs SECAM//Television. — 1965, Oct. — P. 262—264.
2.3. А. с. 480198 СССР, МКИ H04N9/50. Блок цветности телевизионного приемника СЕКАМ/Б. Н. Хохлов; Заявл. 15.03.73. — Опубл. 5.08.75, Бюл. № 29.
2.4. Пат. 695592 Франции в СССР, МКИ H04N9/50; Заявл. 29.08.75.— Опубл. 30.10.79, Бюл. N 40.
2.5. А. с. 307535 СССР, МКИ H04N9/50; Декодирующее устройство/ Б. Н. Хохлов; Заявл. 26.12.69. — Опубл. 21.06.71, Бюл. № 20.
2.6. Пат. 155314 ЧССР, МКИ H04N9/50; Заявл. 10.07.70. — Опубл. 15.10.74.
2.7. Пат. 3.863.264 США, МКИ H04N9/42; Заявл. 15.05.73. — Опубл. 28.01.75.
2.8. Пат. 2.137.594 Франции, МКИ H04N9/00; Заявл. 05.05.72. Опубл. 29.12.72.
2.9. Хоувз М., Морган Д. Приборы с зарядовой связью. — М.: Энергоиздат, 1981.
2.10. Приборы с зарядовой связью/Под ред. Д. Ф. Барба. — М.: Мир, 1982.
2.11. А. с. 500603 СССР, МКИ H04N9/50. Блок цветности телевизион-

ного приемника СЕКАМ/Б. Н. Хохлов; Заявл. 04.07.74. — Опубл. 25.01.76, Бюл. N 3.
2.12. Fisher T. Le téléviseur numérique arrive//Electronique. — 1981. — N 332. — P. 18, 19, 21—26.
2.13. Funk-Technik. — 1984. — N 7. — P. 271.
2.14. Klasche G. Startschuß zum Digital-TV Wettlauf//Electronik. — 1983. — vol. 16, N 8 — S. 27—33.
2.15. Philips Data handbook. Integrated circuits. — IS2.—March 1986.— Bipolar IS for video equipment.
2.16. А. с. 1078670 СССР, МКИ H04N9/44. Канал цветоразностного сигнала декодирующего устройства приемника СЕКАМ/Б. Н. Хохлов; Заявл. 08.06.82. — Опубл. 07.03.84, Бюл. N 9.
2.17. Певзнер Б. М. Качество цветных телевизионных изображений — М.: Радио и связь — 1988 — С. 111
2.18. Хохлов Б. Н Искажения сигнала в приемнике СЕКАМ при неточной настройке цепи коррекции высокочастотных предыскажений//Вопросы радиоэлектроники. Сер. «Техника телевидения» — 1971. — Вып. 2. — С. 24—48.
2.19. ГОСТ 21042—75. Тракты телевизионные вещательные цветного изображения. Приемники телевизионные. Основные параметры. Методы измерений.
2.20. Цифровые фильтры в электросвязи и радиотехнике/Под ред. Л. М. Гольденберга. — М.: Радио и связь, 1982.
2.21. Горьев С. А. Анализ характеристик цифровых цепей предыскажений и коррекции в системе СЕКАМ//Техника средств связи Сер. «Техника телевидения». — 1987. — Вып. 2. — С. 65—71.
2.22. Александр А. М. Алгоритм цифровой обработки сигнала пониженного быстродействия в декодирующем устройстве СЕКАМ// Электросвязь. — 1989 — N 1. — С. 19—22.
2.23. Елатенцев А Б, Курганов А. Н, Лубянов С. Н., Хохлов Б. Н. Корректор высокочастотных предыскажений для цифрового канала цветности СЕКАМ//Техника средств связи. Сер. «Техника телевидения»/ЦООНТИ. «ЭКОС». — 1989. — Вып. 5. — С. 19—23.
2.24. Королев В. И., Кучумов А. И. Усилители-ограничители. — М.: Энергия, 1976
2.25. Стандарт СЭВ СТ СЭВ 1081—78. Линии задержки ультразвуковые на 64 мкс.
2.26. Meitzler A. A Procedure for Determining the Equivalent Circuit Elements Representing Ceramic Transducers, used in delay lines// Proceeding Electronic Component Symp. — 1957, May. — P. 210—219.
2.27. Хохлов Б. Н. Согласование ультразвуковой линии задержки/Вопросы радиоэлектроники Сер. «Техника телевидения. — 1968 — Вып. 3. — С. 99—128.
2.28. Die erforderliche Echodämpfung in der Verzögerungsleitung beim SECAM-Vehrfahren//Wissenschaftliche Berichte AEG-Telefunken.— 1969. — N 3/4. — S. 210—214.
2.29. Zoltan H. Suppression des distorsion dues aux echos parasites se produisant dans la ligne a retard des decodeurs SECAM//Television. — 1971. — N 216. — P. 28—30.
2.30. Zoltan H. Vznik Interferencii v Dekodovači Vedeni//Slaboprudy Obsor. — 1973. — N 1. — S. 19—23.
2.31. Hoeben H. Orienting CTV Delay — Line Design to Setmaker Needs//Alta Frequenza. — 1973. — N 8. — P. 388—393.
2.32. Европейский пат. 0085788, МКИ H04N9/40; Заявл. 27.12.82 — Опубл. 17.08.83.

2.33. Chan Y., Freuch B. Extremely High Speed CCD Analog Delay Line//Proc. International Conf. of the Applicat. of Charge—coupled devices. — 1975. — P. 389—398.
2.34. Morandi C., Masetti G. On and a Half Phase Operation of a CCD Delay Line//Alta Frequenza. — 1979. — N 7. — P. 432—439.
2.35. Bertsch G., Reiber H. RAL—Decoder mit MOS—Verzogerungsleitung//Funk-Technik. — 1971. — N 6. — S. 195—198.
2.36. Хохлов Б. Н. Анализ перекрестных искажений в декодирующем устройстве приемника СЕКАМ//Вопросы радиоэлектроники. Сер. «Техника телевидения». — 1969. — Вып. 5. — С. 125—138.
2.37. Совет экономической взаимопомощи. Рекомендации по стандартизации. РС3840—73. Приемники телевизионные цветного изображения. Декодирующее устройство. Технические параметры. Методы измерений.
2.38. Марьина Н. И., Чечик А. М. Влияние характеристик частотного детектора на качество цветного телевизионного изображения// Техника кино и телевидения. — 1971. — С. 64.
2.39. Zoltan H. Realisation d'un Discriminateur SECAM a Comptage d'impulsions//Television. — 1970. — N 204. — P. 149—150.
2.40. Клэппер Д., Фрэнкл Д. Системы фазовой и частотной автоподстройки частоты. — М.: Энергия, 1977.
2.41. Шахгильдян В. В. Системы ФАПЧ. — М.: Связь, 1976.
4.42. Пат. Франции 2.415.911, МКИ H03D3/00; H04N9/50; Заявл. 27.01.78. — Опубл. 24.08.79.
2.43. Hauβmann W. Ein digitaler Demodulator fur aquidistant abgetastete FM—Signale//Nachrichten Technische Zeitschrift. — 1983. — Bd. 36, Heft 12. — S. 806—808.
2.44. Herrman O. Transversalfilter zur Hilbert—Transformation//Archiv Elektrischen Ubertragung. — 1969. — Bd. 23, H. 12.—S. 581—587.
2.45. Пат. ГДР 227017, МКИ H03J3/00, H03K9/06; Заявл. 28.03.84. — Опубл. 04.09.85.
2.46. Пат. Франции 2.448.755, МКИ H03D3/00; H04N9/50; Заявл. 13 08.80. — Опубл. 19.02.82.
2.47. А. с. 1238270, МКИ H04N11/18. Цифровой частотный детектор СЕКАМ/Б. Н. Хохлов, А. М. Малыкин; Заявл. 01.07.83. — Опубл. 15.06.86, Бюл. N 22.
2.48. Volder J. E. The CORDIC Trigonometric Computing Technique// IRE Trans. on Electronic Computers. — 1959. — Vol. EC-8, — N 3. — P. 330—334.
2.49. А. с. 1363537, МКИ H04N9/86. Устройство частотной демодуляции сигнала цветности СЕКАМ/А. М. Мовшович; Заявл. 13.08.86. — Опубл. 30.12.87, Бюл. N 48.
2.50. Le Quéau M. Métodes numériques de demodulation de fréquence appliqués aux signaux//Acta Electronica — 1984. — N 3—4. — P. 202—204.
2.51. Demmer W., Draheim P., Gutsmann R. D. Digital Signalverarbeitung von FM—modulierten Signalen//Nachrichtentechnische Zeitschrift. — 1984. — Vol. 37, N 7. — S. 414—419.
2.52. А. с. 1261080, МКИ H03D3/00. Устройство для демодуляции ЧМ сигнала/О. М. Артюхов, Л. И. Давыдов, В. А. Хиздер, Л. М. Шашук; Заявл. 12.05.85, Опубл. 30.09.86, Бюл. N 36.
2.53. Хохлов Б. Н. Математическая модель цифрового канала цветности СЕКАМ//Техника средств связи. Серия «Техника телевидения». — 1988. — Вып. 4. — С. 39—52.

2.54. Европейский пат. 0059133, МКИ H04N9/40; H03H/04; Заявл. 05.02.82. — Опубл. 01.09.82.
2.55. А. с. 436455 СССР. МКИ H04N9/08. Кодирующее устройство системы СЕКАМ/Б. Н. Хохлов, Е. З. Сорока; Заявл. 08.09.72. — Опубл. 15.07.74, Бюл. N 26.
2.56. Пат. Франции 2.365.261, МКИ H04N9/40; Заявл. 15.09.76. — Опубл. 14.04.78.
2.57. А. с. 437251 СССР, МКИ H04N9/50. Декодирующее устройство приемника СЕКАМ/Б. Н. Хохлов; Заявл. 02.08.72. — Опубл. 25.07.74, Бюл. № 27.
2.58. Пат. Франции 2 323.282, МКИ H04N9/55; Заявл. 02.09.75. — Опубл. 01.04.77.
2.59. Пат. Франции 2.383.564, МКИ H04N9/40; Заявл. 06.03.78 — Опубл. 06.10.78.
2.60. Пат. Франции 2.412.216, МКИ H04N9/40; Заявл. 16.12.77 — Опубл. 13.07.79.
2.61. Пат. ФРГ 1.288.120, МКИ H04N; Заявл. 13.05.67. — Опубл. 30.01.69.
2.62. А. с. 832778 СССР, МКИ H04N9/535 Канал цветоразностного сигнала цветного телевизионного приемника системы СЕКАМ/Б. Н. Хохлов; Заявл. 24.05.79. — Опубл. 23.05.81, Бюл. N 19.
2.63. Пат. Франции 2.413.837, МКИ H04N9/535; Заявл. 30.12.77. — Опубл. 27.07.79.
2.64. Европейский пат. 0207180, МКИ H04N11/18; Заявл. 29.06.85. — Опубл. 07.01.87.
2.65. Dubec A. L'identification des Couleurs Dans Les Résepteurs de Télévision en Couleur//Revue de Radiodiffusion—Télévision.—1975.— N 39. — P. 13—19.
2.66. Мовшович А. М. Построчная цветовая синхронизация цветного ТВ-приемника СЕКАМ//Техника кино и телевидения. — 1982. — N 7. — С. 37—39.
2.67. Пат. СССР (заявитель — фирма Томсон, Франция) 845812, МКИ H04N9/47; Заявл. 15.11.78. — Опубл. 10.07.81. Бюл. N 25.
2.68. Пат. Франции 2.279.293, МКИ H04N9/40; Заявл. 16.07.75.—Опубл. 13.02.76.
2.69. Пат. ФРГ 2.825.188, МКИ H04N9/47; Заявл. 08.06.78. — Опубл. 13.12.79.
2.70. Пат. Франции 1.303.563, МКИ H04N; Заявл. 01.08.61. — Опубл. 06.08.62.
2.71. Пат. Франции 2.266.996, МКИ H04N9/44; Заявл. 05.04.74. — Опубл. 31.10.76.
2.72. Пат. ФРГ 1.248.708, МКИ H04N; Заявл. 12.06.66. — Опубл. 31.08.67.
2.73. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах/Под ред. Ю. М. Казаринова. — М.: Сов. радио, 1975. — С. 50.
2.74. А. с. 815968 СССР, МКИ H04N9/44. Устройство цветовой синхронизации/Е. З. Сорока; Заявл. 24.05.79. — Опубл. 23.03.81, Бюл. N 11.
2.75. Пат. США 4.240.102, МКИ H04N9/50; Заявл. 15.05.79. — Опубл. 16.12.80.
2.76. А. с. 1061293 СССР, МКИ H04N9/47. Декодирующее устройство приемника, применяемого в цветном телевидении/А. М. Мовшович, С. П. Кацнельсон, О. Н. Петрунин: Заявл. 31.03.82. — Опубл. 15.12.83, Бюл. N 46.

2.77. А. с. 1085016 СССР. МКИ H04N9/44. Устройство цветовой синхронизации/Хохлов Б. Н., Заявл. 17.05.82. — Опубл. 07.04.84, Бюл. N 13.
2.78. Пат. США 4.151551, МКИ H04N9/49: Заявл. 04.08.76. — Опубл. 24.04.79.
2.79. Пат. Франции 2.099.712 (заявитель — СССР), МКИ H04N9/44; Заявл. 30.07.71. — Опубл. 05.07.72.
2.80. Возак Л. Проблемы измерения видеосигнала СЕКАМ//Радио и телевидение. — 1979. — N 1. — С. 27.
2.81. Хохлов Б. Н. Контроль цветовых параметров телевизора с помощью векторограмм цветоразностных сигналов//Техника средств связи. Сер. «Техника телевидения». — 1979. — Вып. 3.—С. 84—90.
2.82. Рекомендация МККР № 471. Номенклатура сигналов цветных полос.

К главе 3

3.1. Пат. Франции 1.509.936, МКИ H04N; Заявл. 14 06.66. — Опубл. 19.11.68.
3.2. Пат. Великобритании 150292, МКИ H04N9/38; Заявл. 25.07.74. — Опубл. 01.03.78.
3.3. Пат. ФРГ 2.841.542, МКИ H04N9/39; Заявл. 23.09.78. — Опубл. 27.03.80.
3.4. Пат. США 4.270.139, МКИ H04N9/50; Заявл. 10.12.79. — Опубл. 26.05.81.
3.5. Carnt P., Townsend G. Colour Television. — London: Iliffe books LTD. — 1969.

К главе 4

4.1. Пат. ФРГ 2.048.368, МКИ H04N9/32; Заявл. 01.10.69. — Опубл. 01.10.70.
4.2. Пат. ВНР 164541, МКИ H04N5/46; Заявл. 20.05.70. — Опубл. 30.09.75.
4.3. Пат. ФРГ 2.616.694, МКИ H04N9/42; Заявл. 15.04.76. — Опубл. 21.10.77.
4.4. А. с. 944161 СССР, МКИ H04N9/50. Декодирующее устройство СЕКАМ—ПАЛ/Б. Н. Хохлов; Заявл. 12.10.78. — Опубл. 15.07.82, Бюл. N 26.
4.5. Пат. Великобритании 1.358.551, МКИ H04N9/42; Заявл. 07.05.71. — Опубл. 03.07.74.
4.6. Chandra Desai, Rocco Shah. Multistandard Chromasistem//Funkschau. — 1981. — N 16. S. 66—69.
4.7. Decodificador PAL/SECAM Con Los Circuitos Integrados TDA 3560/61 v TDA3590//Revista Miniwatt. — 1981. Vol. 20. N 10. — P. 336—348.
4.8. Wolf G. p²CCD— Chip with Integrated Filters and Delay Lines for a CTV Decoder//1983 JEEE International Conference on Consumer Electronics. Rosemont. — Ill.—i8—10 June 1983. — Dig. Techn. Pap. — P. 150—151.

К главе 5

5.1. ГОСТ 18198—85. Приемники телевизионные. Общие технические условия.
5.2. Хохлов Б. Н. Режекторные фильтры цветных телевизоров. Техника средств связи. Серия «Техника телевидения». — 1987. — Вып. 3. — С. 19—37.

5.3. Давыдов Г. Б. Основы теории и расчета фазокорректирующих цепей//М.: Связьиздат, 1958.
5.4. А. с. 440809 СССР, МКИ H04N9/48. Декодирующее устройство системы цветного телевидения СЕКАМ/И. И. Шабельников; Заявл. 07.04.72. — Опубл. 25.08.74, Бюл. N 31.
5.5. Пат. НРБ 17931, МКИ H04N9/40, 9/50; Заявл. 09.11.70. — Опубл. 05.03.74.
5.6. Wetterbach W., Jacobsen M. Digitale Videosignalverarbeitung im Farbfernsehempfanger//Fernseh-und Kino-Technik. — 1981. — N 9, S. 317—324.
5.7. Grieshaber G. Zenith Comb Filter and Luminance Circuits//Electronic Servicing, 1981. — Vol. 31 — N 4. — P. 6—17.
5.8. Pritchard D. A. CCD comb filter for color TV receiver picture enhancement//RCA Review. Vol. 41. — March 1980. — P. 3—37.
5.9. Deubert R. Feature IC'S for Digivision TV Sets//IEEE Transactions on Consumer Electronics. — 1983. — Vol. CE—29. — N 3. — P. 237—241.
5.10. А. с. 1478381 СССР, МКИ H04N9/78 Устройство разделения составляющих яркости и цветности сигнала СЕКАМ/Хохлов Б. Н.; Заявл. 10.08.87. — Опубл. 07.05.89, Бюл. N 17.
5.11. Стандарт СЭВ СТ СЭВ 1082—78. Линии задержки яркостного сигнала.
5.12. Nishimura K., Tanmatsu Y. A Delay—line Less Video Signal Processing Circuit Using a New Surface Acoustic Wave Filter for Television Receivers//IEEE Transactions on Consumer Electronics. — 1980. — Vol. CE—26. — N 3. — P. 376—385.
5.13. Philips. I^{2}C bus specification. 1986.
5.14. Технические условия на кинескоп 61ЛК3Ц. ОДО.335.197.ТУ.
5.15. МЭК. Публикация 107. Методы, рекомендованные для измерения телевизионных приемников.

К главе 7

7.1. Meyer H. Videoendstufen mit geringer Verlustleistung//Funkschau.— 1976. — N 22. — S. 947—948.
7.2. Amplificadores de video complementarios//Revista Miniwatt. — 1976. — Vol. 15. — N 8. — P. 283—292.
7.3. Harlos H. Integrierte Fernsehschaltungen mit Sperrpunktsregelung.//Funk—Technik. — 1983. — Heft 1. — S. 25—29.

К главе 8

8.1. Шерайзин С. М. Адаптивная коррекция и фильтрация телевизионного сигнала. — М.: Радио и связь, 1987.
8.2. Пат. 4.597.011 США, МКИ H04N5/14; Заявл. 09.10.82. — Опубл. 24.06.86.
8.3. Пат. DE3.223.580 ФРГ, МКИ H04N9/535; Заявл. 24.06.82. — Опубл. 29.12.83.
8.4. А. с. 320951 СССР, МКИ H04N9/16. Усилитель цветоразностного сигнала/Б. Н. Хохлов, И. И. Шабельников, Заявл. 23.01.70. — Опубл. 04.11.71.

К главе 9

9.1. Хаяси М., Мураками Ю. Технология проектирования специализированных динамических ОЗУ//Шарп Гихо. — 1988. — N 39. С. 63—66.
9.2. Philips Data handbook. — Integrated circuits. — IC2. — march 1986. — P. 545—552.

9.3. А. с. 1067616 СССР. МКИ H04N9/42. Способ воспроизведения телевизионного изображения/Е. З. Сорока, В. А. Хлебородов; Заявл. 12.08.80. — Опубл. 15.01.84. Бюл. N 2.
9.4. Пат. 162574 ЧССР. МКИ H04N9/40, H03H7/00; Заявл. 08.01.74. — Опубл. 15.03.76.
9.5. Mitschke H. Bild im Bild//Funkschau. — 1986. — N 26. — S. 26—31.
9.6. Miyamoto T., Hirose M., Takeshite M. Picture—in—Picture Digital Color Television Receiver//NEC Research and Development. — 1987. — N 86. — P. 2—69.
9.7. Пат. 4.665.438 США, МКИ H04N5/262, H04N5/272; Заявл. 03.01.86. — Опубл. 15.05.87.

К главе 10

10.1. Colour decoder with TDA2560 and TDA2522//Philips Applicazioni Componenti Elettronici. — 1975. — vol. 12, N 2. — P. 52—59.
10.2. Michel C. Der Pal—SECAM—Decoder fur Farbfernsehgerate mit dem CUC—Chassis//Grundig technische Informationen. — 1982.— N 4. — S. 192—194.
10.3. Junke K. Ein multistandard Farbdecoder mit nur einer integrierten Schaltung//Funk—Technik. — vol. 38, 1983. — N 4.—S. 155—157; N 5. — S. 203—205.
10.4. Pery A., Rufray J. A fully automatic multistandard TV chrominance decoder//IEEE Transactions on Consumer Electronics. — 1985. — Vol. CE—31, N 3. — P. 147—155.
10.5. Kelting P. Der PAL/SECAM Processor TDA3590A und seine Anwendung//Funk—Technik — vol. 39, 1984. — N 12. — S. 493—497.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Научно-популярное издание

Массовая радиобиблиотека. Вып. 1176

ХОХЛОВ БОРИС НИКОЛАЕВИЧ

ДЕКОДИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ЦВЕТНЫХ ТЕЛЕВИЗОРОВ

Руководитель группы МРБ И. Н Суслова
Редактор Т. В. Крохалева
Обложка художника А. С. Дзуцева
Художественный редактор Н. С. Шеин
Технический редактор Т. Н. Зыкина
Корректор Н. В. Козлова

ИБ № 2185

Сдано в набор 26.09.91. Подписано в печать 31.01.92. Формат 84×108[1]/32. Бумага офсетная № 2. Гарнитура литерат. Печать высокая. Усл. печ. л. 19,32. Усл. кр.-отт. 11,75. Уч.-изд. л. 26,00. Тираж 100 000 экз. Изд. № 23050. Зак. № 851. С-051

Издательство «Радио и связь» 101000, Москва, Почтамт, а/я 693

Владимирская книжная типография Министерства печати и информации Российской Федерации
600000, г. Владимир, Октябрьский проспект, д. 7

КНИЖНЫЕ МАГАЗИНЫ — ОПОРНЫЕ ПУНКТЫ ИЗДАТЕЛЬСТВА «РАДИО И СВЯЗЬ»

111024, **Москва**, шоссе Энтузиастов, 24/43, магазин № 15

197198, **Санкт-Петербург** ПС, Большой пр., 34, магазин № 55

700070, **Ташкент**, ул. Шота Руставели, 43, магазин № 21

226050, **Рига**, бул. Падомью, 17, магазин «Гайсма»

634032, **Томск**, ул. Нахимова, 15/1, магазин № 2

503000, **Нижний Новгород**, пр. Гагарина, 110, магазин № 9

630091, **Новосибирск**, Красный пр., 60, магазин № 7 «Техническая книга»

443090, **Самара**, ул. Советской Армии, 124, магазин № 16 «Техническая книга»

173016, **Новгород**, Ленинградская ул. 13, магазин № 2 «Прометей»

Нашим читателям

Издательство «РАДИО И СВЯЗЬ» книги не высылает. Литературу по вопросам радиоэлектроники и радиолюбительства можно приобрести в магазинах научно-технической книги.

Для сведения сообщаем, что по вопросам переделки и усовершенствования конструкций издательство и авторы консультацию не дают. По этим вопросам следует обращаться в письменную радиотехническую консультацию Центрального радиоклуба им. Э. Т. Кренкеля по адресу:

103012, Москва, К-12, ул. Куйбышева, д. 4/2, пом.12.

Издательство не имеет возможности оказать помощь в приобретении нужных вам радиотоваров и не располагает сведениями о наличии их в торговых организациях.

Вниманию читателей!

В издательстве «РАДИО И СВЯЗЬ» в 1992 году выйдут в свет

следующие книги:

СПУТНИКОВОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ. НОВЫЕ МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ/ Н. Г. Харатишвили, З. Соботка, Э. И. Кумыш и др.; Под ред. Н. Г. Харатишвили.

Излагаются теории и методы передачи полного телевизионного сигнала и сопутствующей информации в системах спутниковой связи и телевизионного вещания. Рассматриваются новые методы передачи ТВ сигналов в аналоговой форме с временным распределением сигналов яркости и цветности, в цифровой форме с исключением его избыточности, методы эффективной обработки ТВ сигнала для двух и более ТВ сигналов в одном стволе спутникового ретранслятора.

Для научных работников, занимающихся проектированием и разработкой спутниковых систем передачи.

ДРАБКИН А. Л., КОРЕНБЕРГ Е. Б. АНТЕННЫ.

В популярной форме дается общее представление об антенной технике. Основное внимание уделяется физической стороне явлений, электрическим характеристикам и практическому исполнению антенных устройств, в частности антенн для радиолюбителей. Рассматриваются особенности работы антенн различного назначения и для разных диапазонов волн.

Для широкого круга радиолюбителей.

СОТНИКОВ С. К. РЕГУЛИРОВКА И РЕМОНТ ЦВЕТНЫХ ТЕЛЕВИЗОРОВ УЛПЦТ(И)-59/61-II.

Рассказано о методах регулировки и ремонта унифицированных цветных телевизоров УЛПЦТ(И)-59/61-II различных модификаций с помощью визуальной оценки испытательной таблицы и простых приборов — ампервольтомметров. Описаны способы замены и ремонта ряда деталей, а также схемные усовершенствования, повышающие надежность и улучшающие работу телевизоров, и способы продления жизни кинескопов. По сравнению с предыдущим изданием (1985 г.) материал обновлен.

Для подготовленных радиолюбителей

ГЕДЗБЕРГ Ю. М. РЕМОНТ ЧЕРНО-БЕЛЫХ ПЕРЕНОСНЫХ ТЕЛЕВИЗОРОВ.

Рассмотрены схемы черно-белых переносных телевизоров, приведены их технические характеристики, проанализированы возможные неисправности. На примере телевизора «Шилялис-405-1» подробно рассмотрены приемы поиска дефектов.

Для подготовленных радиолюбителей.

ТЕЛЕВИЗИОННАЯ ТЕХНИКА: Справочник. В 2-х книгах. Кн. 1/ Р. Е. Быков, В. А. Урвалов, Б. П. Хромой и др.; Под ред. Ю. Б. Зубарева, Г. Л. Глориозова.

В первой книге дается хронология развития телевидения, рассматриваются основополагающие сведения теории ТВ, формирование и обработка сигналов изображений, аппаратура формирования телевизионных программ, передающая телевизионная сеть, а также приемные распределительные системы телевидения. Во второй книге будут представлены материалы по ТВ приемникам, цифровому телевидению, прикладным системам и т. д. Ориентировочный год выпуска второй книги 1993 г.

Для инженерно-технических работников, эксплуатирующих и разрабатывающих ТВ аппаратуру различного назначения; может быт полезна научным работникам, аспирантам и студентам.

СОКОЛОВ В. С. УСТРОЙСТВО ЭЛЕКТРОННОГО ВЫБОРА ПРО ГРАММ ТЕЛЕВИЗОРОВ.

Приведено описание работы более 30 типов различных устройств электронного выбора программ. Даны технические характеристики и режимы применения, а также рекомендации по взаимозаменяемости блоков. Приведены электрические и монтажные схемы, габаритные чертежи. Особое внимание уделено обнаружению возможных неисправ ностей и ремонту.

Для подготовленных радиолюбителей.

НОВАКОВСКИЙ С. В., КОТЕЛЬНИКОВ А. В. НОВЫЕ СИСТЕМЫ ТЕЛЕВИДЕНИЯ И ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ ВИДЕО СИГНАЛОВ.

Излагаются экономические, социологические и технические аспекты внедрения современных систем справочного телевидения «Телетекс» и «Антиопе», интерактивной системы «Видеотекс», систем телевидения с новым стандартом качества на 1000—2000 строк, телевизионного приема с преобразованием стандарта развертки, системы MUSE (методы сжатия спектра видеосигнала) и др. Даются основы цифровог телевидения, анализируются особенности процессов дискретизации, ка1 тования и кодирования видеосигнала.

Для широкого круга инженерно-технических работников, спец лизирующихся в области телевидения.

РЕУШКИН Н. А. СИСТЕМА КОЛЛЕКТИВНОГО ПРИЕМА ТЕ ВИДЕНИЯ.

Излагаются вопросы построения систем коллективного приема т левидения, анализируются искажения в линиях распределительной се ти и по результатам анализа определяются оптимальные параметр линий. Рассматриваются особенности построения и эксплуатации а тенных устройств, усилителей и конверторов, магистральных и абонентских разветвителей, радиочастотных кабелей и приводятся их параметры Даются расчеты систем и описываются методы измерений основных параметров трактов систем и их элементов.

Для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой, проектированием, монтажом и обслуживанием систем коллективного приема телевидения и систем кабельного телевидения.